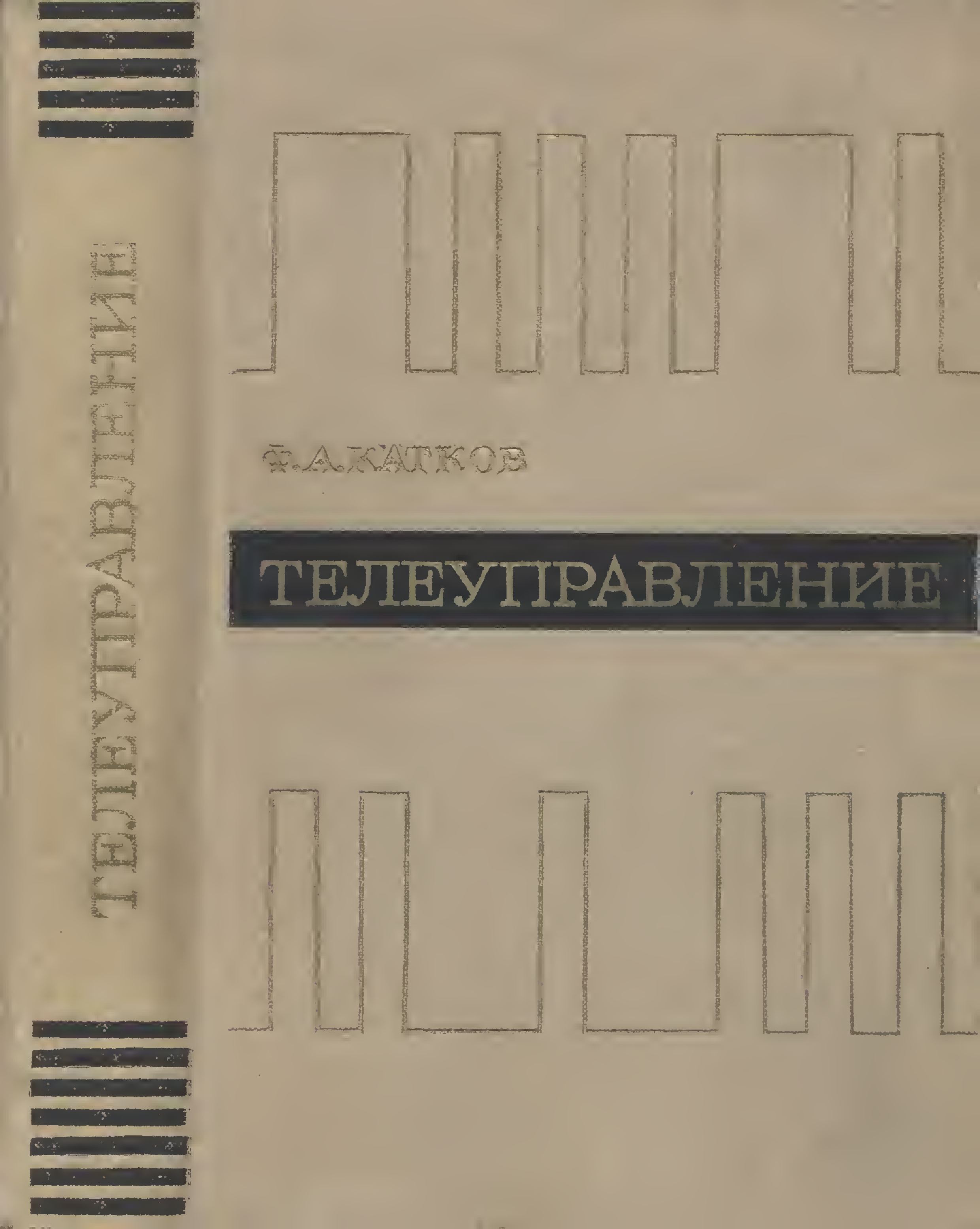
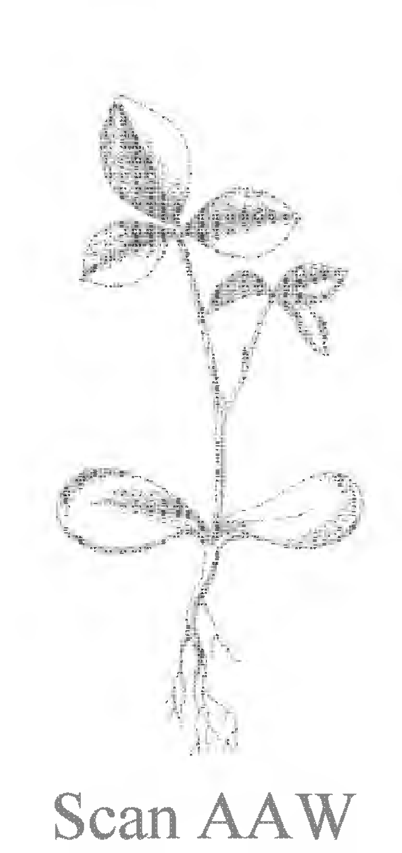

ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЕ
Ф. А. КАТКОВ
ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЕ

КАТКОВ Ф. А.

ТЕЛЕ-УПРАВЛЕНИЕ

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования УССР в качестве учебного пособия для студентов вузов специальности автоматика и телемеханика



КИЕВ
1967

6П2.15
К29

УДК 621-519

В книге изложены основы техники телеуправления, а также основные сведения по теории информации, каналам связи и теории надежности. Рассмотрена теория построения сигналов телеуправления и телесигнализации, методы избирания и кодообразования, а также помехоустойчивость телеуправления.

Описаны основные узлы устройств телеуправления и принципы построения систем промышленного назначения. Приведены основные сведения по устройствам телеуправления и телесигнализации, выпускаемых промышленностью.

Книга предназначена в качестве учебного пособия для студентов, специализирующихся по автоматике и телемеханике. Она может быть также использована инженерно-техническими работниками, занимающимися телемеханизацией различных отраслей народного хозяйства СССР.

Рецензент *В. Н. Шестопалов*, канд. техн. наук

Редакция литературы по энергетике, электронике, кибернетике и связи

3-3-13
121-67

Заведующий редакцией инж. *Р. П. Рак*

ХАРЬКОВСКАЯ КНИЖНАЯ ТИПОГРАФИЯ «КОММУНИСТ»

ПРЕДИСЛОВИЕ

Главной экономической задачей партии и советского народа является создание материально-технической базы коммунизма, что выполняется на основе комплексной автоматизации производственных процессов и введения централизованного контроля и управления на расстоянии, осуществляемого для крупных систем средствами телемеханики.

Наибольшее развитие в нашей стране после окончания Великой Отечественной войны 1941—1945 гг. получила телемеханика, в частности телеуправление. Особенно быстрыми темпами эта область техники развивалась в последние 15—20 лет в связи с введением централизованного управления в различных отраслях промышленности и на транспорте.

Как известно, применение новейших достижений отечественной автоматики и телемеханики явилось одним из важнейших условий успешного запуска в Советском Союзе искусственных спутников Земли, кораблей-спутников с человеком на борту и автоматических межпланетных станций.

Основы техники телеуправления впервые были изложены в книгах Б. К. Щукина (1940 и 1945 г.), а затем в 1954 г. в учебном пособии О. А. Горяинова и Р. Л. Райнеса. В настоящее время эти пособия в значительной степени устарели и не удовлетворяют программе. Цель настоящей книги — восполнить этот пробел.

В данной книге изложены основы техники телеуправления, а также основные сведения по теории информации и каналам связи, являющиеся составной частью устройств телеуправле-

ния. В отличие от существующих учебных пособий в этой книге основное внимание уделяется разделам, являющимся теоретической основой техники телеуправления: теории информации, теории построения сигналов (методы избирания и кодообразования) и помехоустойчивости телеуправления. При рассмотрении устройств телеуправления основное внимание уделено рассмотрению бесконтактных устройств, как наиболее перспективных.

Отзывы и пожелания по книге просим направлять по адресу: *Киев, 4, Пушкинская, 28, издательство «Техніка»*.

ВВЕДЕНИЕ

Диспетчерский контроль и управление применяются для осуществления оптимального с точки зрения экономичности режима работы управляемой производственной системы, обеспечивающего максимальный выход продукта при минимальном расходе сырья и энергии. Кроме того, выполняются непрерывный контроль за качеством продукции и необходимые операции при возникновении аварийных режимов работы управляемых установок.

Диспетчерский контроль и управление пространственно-разнесенными установками крупных производственных систем осуществляется средствами телемеханики. Следовательно, телемеханизация производственных процессов является дальнейшим развитием автоматизации при введении централизованного контроля и управления пространственно-разнесенными установками крупных производственных систем, связанных между собой технологически. Для ряда технологических процессов, связанных с опасностью взрыва, выделениями вредных газов или излучениями контроль и управление необходимы даже на близком расстоянии.

Одним из методов контроля за работой производственных установок является использование устройств телеизмерения (*ТИ*), которые передают на расстояние результаты измерений основных параметров, характеризующих работу установки. Часто одних устройств телеизмерения недостаточно и они дополняются устройствами телесигнализации (*ТС*), передающими на расстояние сигналы о состоянии контролируемых установок или сигналы служебного назначения. В наиболее общем случае используются такие устройства телеуправления (*ТУ*), при помощи которых

диспетчер активно воздействует на ход производственного процесса.

При использовании средств телемеханики (*ТИ*, *ТС* и *ТУ*), так же как и при автоматизации производственных процессов, повышается производительность труда, качество продукции, а также условия труда обслуживающего персонала.

Техника телеуправления и телесигнализации возникла на основе развития электротехники, техники связи и радиотехники. Первые предложения по передаче сигналов на расстояние с использованием проводов основывались на открытиях ранее неизвестных свойств электрического тока. В 1820 г. знаменитый французский ученый А. М. Ампер предложил для передачи различных сигналов использовать проводники и магнитные стрелки. Прием сигналов фиксировался отклонением магнитной стрелки при прохождении тока по проводной линии. Однако это предложение не получило применения вследствие того, что количество используемых проводов было равно числу сигналов (например, числу букв в алфавите).

Системы передачи электрических сигналов начали применяться лишь тогда, когда были изобретены способы уменьшения числа проводов путем кодирования сигналов. Впервые метод кодирования сигналов был применен при построении телеграфной аппаратуры. Создатель первого электрического телеграфа член-корреспондент Российской Академии наук П. Л. Шиллинг в 1832 г. демонстрировал телеграфный аппарат, обеспечивающий передачу букв, цифр и знаков по семи проводам. Каждый сигнал представлялся комбинацией разнополярных импульсов, передаваемых по шести проводам (седьмой провод был обратным, а восьмой — служил для вызова).

Передающий аппарат П. Л. Шиллинга состоял из семи пар черных и белых клавиш, которыми переключались направления тока в семи проводах. В приемнике полярность импульсов в проводах фиксировалась при помощи стрелок, помещаемых внутри катушек, включенных в каждый провод. Стрелки закреплялись на подвесе и могли иметь три положения: среднее, при отсутствии тока в обмотке; отклонение от среднего в одну и другую сторону на 90°, в зависимости от направления тока. На подвесе укреплялся кружок, окрашенный с одной стороны в черный, а с другой — в белый цвет. Стрелок с кружками в аппарате

П. Л. Шиллинга было шесть, а седьмая служила для приведения в действие вызывного звонка.

Если на передающей стороне нажималась одна из клавиш, кружок поворачивался к наблюдателю черной или белой стороной. Каждое положение нажатых клавиш на передатчике и соответствующее им положение кружков в приемнике соответствовало определенной букве, цифре или знаку, например, буква А передавалась нажатием белой клавиши первой пары, буква Б — нажатием черной клавиши той же пары, буква Р — нажатием двух черных клавиш из 3 и 4-й пары. Таким образом, П. Л. Шиллингом был впервые разработан и практически использован телеграфный код.

В последующем П. Л. Шиллингом был разработан аппарат, в котором различные сигналы передавались по двум проводам. При этом каждый сигнал представлял собой комбинацию нескольких импульсов тока различных полярностей, передаваемых поочередно. Следовательно, П. Л. Шиллингом был впервые предложен принцип комбинационного построения сигналов с одновременным и поочередным набором членов комбинации, который в последствии нашел широкое применение в телемеханике.

Член-корреспондент Петербургской Академии наук Б. С. Якоби впервые предложил использовать для посылки различных сигналов, состоящих из импульсов, посылаемых последовательно, распределители с синхронным и синфазным вращением. В период 1839—1850 гг. было создано несколько типов телеграфных аппаратов, из которых последний был первым в мире буквопечатающим аппаратом. Аппараты Якоби были установлены и работали на линиях Петербург — Царское село и Петербург — Петергоф. Таким образом был реализован принцип временного разделения элементов сигнала, который в настоящее время широко используется при построении устройств телеуправления.

В дальнейшем в Англии, Франции и Америке были разработаны телеграфные аппараты, в которых использовались принципы, заложенные в работах Шиллинга и Якоби. Так, в 1855 г. американец Юз запатентовал телеграфный аппарат, в значительной степени повторяющий по своему принципу последний образец буквопечатающего аппарата Якоби.

В 1869 г. проф. Харьковского университета Г. И. Морозов впервые предложил метод частотного разделения сигна-

лов и один из способов его практической реализации. По этому предложению сигналы передавались на различных частотах по одной паре проводов параллельно во времени и разделялись на приемной стороне при помощи резонансных реле. Для образования частотных сигналов использовались упругие пластинки, имеющие определенную собственную частоту колебаний. Конец пластинки помещался в проводящий раствор, находящийся в металлическом стакане. При колебании пластинки сопротивление между ней и стаканом изменялось с частотой, вдвое большей собственной частоты колебаний. Резонансное реле состояло из электромагнита, якоря, укрепленного на струне, и подвижного контакта. Изменением длины струны реле настраивалось на частоту соответствующего генератора.

Частотное разделение сигналов, впервые предложенное Морозовым, в последующем начало широко применяться в телеуправлении.

В 1880 г. капитан русской армии Г. Г. Игнатьев впервые осуществил одновременную передачу по одной физической линии импульсов переменного и постоянного тока, что явилось первым опытом многократного использования линии связи.

Изобретение в 1895 г. беспроволочного телеграфа выдающимся русским ученым А. С. Поповым заложило основы радиотелемеханики. В 1896 г. А. С. Попов продемонстрировал первую в мире систему радиосвязи. Из одного здания Петербургского университета в другое на расстоянии в 250 *м* было передано телеграфное сообщение. При передаче этих сигналов производилось включение и отключение электрической цепи в пункте приема. Следовательно, приемное устройство А. С. Попова явилось также и первым в мире устройством радиотелеуправления.

Вскоре после изобретения радио появились работы по созданию устройств радиотелеуправления подвижными и неподвижными объектами.

В 1897 г. Э. Вильсону и Ч. Эвансу в Англии был выдан патент на радиотелемеханическое устройство, а в 1906 г. испанский инженер Т. Кеведо осуществил управление по радио моторной лодкой на расстоянии до 200 *м*.

Интенсивное развитие телеуправления в ряде стран началось в 20—30-х годах нашего века вначале для управления уличным освещением, включением реклам, сигнали-

зации, а затем для управления промышленными установками и подвижными объектами.

Первые действующие устройства телеуправления для промышленности появились в нашей стране в 1932—1934 гг. Эти устройства испытывались и внедрялись в Ленэнерго и в Московском метрополитене (разработки Б. К. Щукина и Л. Г. Рашковского). Устройство телесигнализации на диспетчерский пункт с одной из подстанций Мосэнерго было применено в 1933 г. (М. А. Гаврилов).

Первый в нашей стране диспетчерский пункт, оборудованный средствами телемеханики, был построен в 1938 г. на канале имени Москвы. С этого пункта осуществлялось телемеханическое управление всеми насосными и гидроэлектростанциями канала. Вся аппаратура была разработана и выполнена ЦЛЭМ Мосэнерго (Центральная лаборатория и экспериментальные мастерские).

В послевоенные годы работы по телемеханизации энергосистем были развернуты широким фронтом, особенно после того как в 1949 г. был налажен промышленный выпуск устройств *ТУ—ТС* типа ВРТ-48, а затем ВРТ-50 (завод «Энергодеталь»). Эти устройства были разработаны в Центральной научно-исследовательской электротехнической лаборатории (ЦНИЭЛ) Министерства электростанций (Р. Л. Райнес).

С 1953 г. завод «Электропульт» (г. Ленинград) выпускает более совершенное устройство *ТУ—ТС* типа ВРТ-53 (разработка В. К. Комиссарова и Р. Л. Райнеса). В настоящее время это устройство *ТУ—ТС* уже снято с производства и заменено устройством типа УТМ-1 (разработано ВНИИЭ совместно с заводом «Электропульт»).

Первоначально аппаратура *ТУ—ТС* выполнялась на электромеханических элементах с электрическими контактами (электромеханические реле, шаговые искатели), а затем были созданы бесконтактные устройства на магнитных и полупроводниковых элементах, обладающие большей надежностью, быстродействием и долговечностью.

Первые разработки и публикации по бесконтактным устройствам *ТУ—ТС* в СССР были сделаны в 1955 г., а широкое внедрение таких устройств началось с 1958—59 гг.— на несколько лет раньше, чем за рубежом.

Разработки по бесконтактным устройствам *ТУ—ТС* с временным разделением импульсов выполнялись и выполняются в Институте автоматики и телемеханики (ИАТ)

АН СССР (В. Н. Тутевич, В. А. Жожикашвили, Р. В. Билик, Н. В. Прангишвили), а также ВНИИЭ (К. Г. Митюшкин) и в ЦНИИКА (В. Е. Хазацкий). Применительно к требованиям электрифицированных железных дорог значительные разработки бесконтактных устройств *ТУ—ТС* выполнены во Всесоюзном институте железнодорожного транспорта (Н. Д. Сухопрудский, В. Я. Овласюк).

Теоретические основы построения частотных и частотновременных устройств *ТУ—ТС* и ряд опытных образцов выполнены в Киевском политехническом институте (Ф. А. Катков).

Принципы построения устройств *ТУ—ТС* с использованием временного разделения частотных импульсов (посылаемых последовательно) разрабатывались в Академии сельского хозяйства УССР (В. Л. Иносов, А. М. Лучук). Затем в Институте автоматики (г. Киев) было разработано ряд устройств *ТУ—ТС* этого типа.

Значительный объем работ по разработке частотных элементов и устройств *ТУ—ТС* с временным разделением частотных импульсов для рассредоточенных объектов управления и контроля выполнен в Институте автоматики и телемеханики АН (ИАТ АН СССР) СССР с привлечением ряда организаций (В. А. Ильин, А. Г. Мамиконов, М. Г. Гешелин). В настоящее время значительное количество подобных устройств используется при телемеханизации нефтяных промыслов.

Разработка, освоение и применение устройств *ТУ—ТС* осуществляются в СССР наростающими темпами, значительно превосходящими развитие данной отрасли техники в наиболее развитых капиталистических странах. Примечательным является постепенное снятие с производства контактных устройств и замена их бесконтактными, приспособленными для использования в различных отраслях народного хозяйства.

Наиболее телемеханизированными в настоящее время являются энергосистемы. Устройства *ТУ—ТС* широко применяются также на железных дорогах, особенно электрифицированных, а также на нефтяных промыслах. Начато также широкое применение телемеханики на промышленных предприятиях, шахтах, газовых промыслах, в коммунальном хозяйстве городов и оросительных системах.

Глава первая

ТЕЛЕМЕХАНИЧЕСКИЙ КОНТРОЛЬ И УПРАВЛЕНИЕ

§ 1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Телемеханический контроль осуществляется при помощи устройств телеизмерения (*ТИ*) и телесигнализации (*ТС*).

Устройства телеизмерения передают на расстояние значения измеряемых параметров. Отличительной особенностью этих устройств является преобразование первичных измеряемых величин в промежуточные, приспособленные для передачи по каналу связи с наименьшими искажениями [48].

Устройства телесигнализации передают на расстояние сигналы о состоянии контролируемых установок или сигналы служебного назначения.

Телемеханическое управление осуществляется при помощи устройств телеуправления (*ТУ*). Принцип работы устройств *ТУ* и *ТС* аналогичен и заключается в том, что передающая аппаратура образует кодированный сигнал и передает его в канал связи, а приемная аппаратура осуществляет избирание, преобразуя принятый сигнал в воздействие на соответствующий объект управления или сигнальные цепи.

Дистанционное управление и телеуправление. Управление на расстоянии осуществляется при помощи устройств дистанционного управления или телеуправления (рис. 1). В дистанционных устройствах (рис. 1, *а*) управление объектами выполняется с помощью промежуточных объектных реле, устанавливаемых на исполнительном пункте *ИП* к непосредственной близости от объектов управления. Органы управления *ОУ* (объектные ключи) устанавливаются на диспетчерском пункте *ДП* и проводами малого сечения

линии связи (*ЛС*) связываются с соответствующими исполнительными реле *ИР* объектов управления *ОБ*. При передаче сигналов положения объектов на вход устройства воздействуют блок-контакты объектов, а на выходе включаются лампы сигнализации. В отличие от *ТУ* передача сигналов производится с *ИП* на *ДП*.

Дистанционные устройства управления и контроля характерны тем, что для передачи каждого приказа управления или сигнала положения объектов выделяется отдельный провод (обратный провод общий). Следовательно, максимальное число приказов или сигналов, передаваемых дистанционными устройствами, определяется только количеством проводов в линии связи. Это число приказов управления или сигналов положения называется емкостью системы управления.

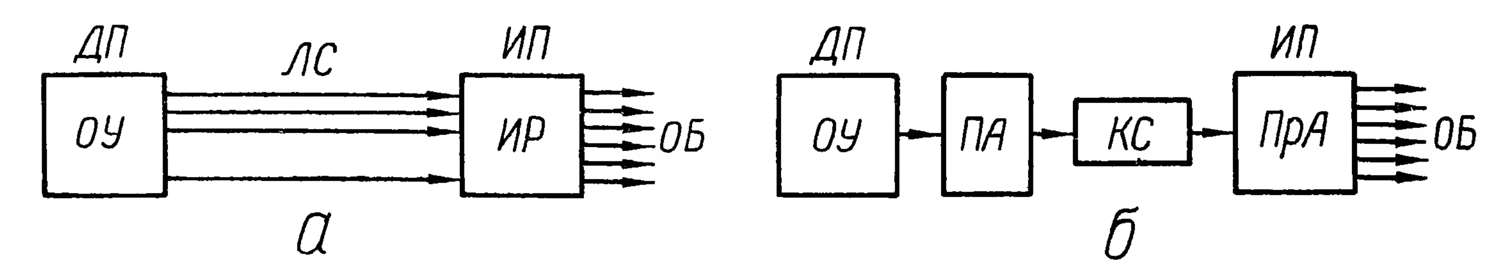


Рис. 1. Блок-схемы централизованного управления:
а — дистанционного; *б* — телеуправления.

Дистанционные устройства управления и контроля экономически целесообразно применять только при сравнительно небольших расстояниях между диспетчерскими и исполнительными пунктами и при сравнительно малом количестве объектов. Для уменьшения затрат на линию связи применяются устройства телеуправления и телесигнализации, для которых количество проводов в линии связи меньше числа передаваемых приказов или сигналов положения.

Телеуправление — это управление на расстоянии с использованием специальных методов избирательного включения, обеспечивающих сокращение количества каналов связи * и повышение надежности управления.

Устройства телеуправления состоят из передающей *ПА* и приемной аппаратуры *ПрА*, которые соединяются между

---

* Под каналом связи понимается не только проводная линия, но и полоса частот, выделяемая в проводной линии, или канал радиосвязи.

собой каналом связи *КС* (рис. 1, *б*). На передающую аппаратуру воздействуют органы управления, и с выхода приемной аппаратуры это воздействие передается на объекты управления.

В устройствах телесигнализации на передающую аппаратуру воздействуют вместо ключей управления блок-контакты объектов, а на выходе приемной аппаратуры включаются лампы сигнализации.

Приказы и сигналы в устройствах телеуправления и телесигнализации передаются в виде отдельных импульсов или кодов, представляющих собой определенные комбинации импульсов. Кодирование (образование кодов) выполняется в шифраторе, который является основным узлом передающей аппаратуры. Декодирование (расшифровка) кода выполняется в основном узле приемной аппаратуры — дешифраторе. При этом происходит выбор соответствующего объекта управления или сигнальной цепи.

§ 2. КЛАССИФИКАЦИЯ УСТРОЙСТВ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ И ТЕЛЕСИГНАЛИЗАЦИИ

Устройства телеуправления классифицируются по назначению, по методу использования каналов связи, по принятым качественным признакам импульсов тока и методам избирания.

Классификация устройств телеуправления по назначению. Устройства телеуправления применяются для управления на расстоянии производственными установками, передачи сигналов служебного назначения, вызова датчиков телеизмерения, воздействия на настройку автоматических регуляторов, а также осуществления телемеханической связи между автоматическими устройствами или системами автоматической защиты производственных установок, находящихся на значительном расстоянии от *ДП*. Принцип работы этих устройств аналогичен. Перечисленные устройства выполняют различные функции и отличаются техническим выполнением аппаратуры, поэтому существует следующее разделение устройств телеуправления по назначению:

1. Устройства телеуправления (*ТУ*), передающие на расстоянии импульсы управления, воздействующие на

исполнительные механизмы управляемых установок (объектов управления). При ТУ, как правило, производится одновременно управление только одним объектом управления.

2. Устройства телекомандования (*ТК*), передающие на расстоянии сигналы — распоряжения дежурному персоналу управляемых установок. На выходе этих устройств включаются световые табло с соответствующей надписью и звуковой сигнал.

3. Устройства вызова датчиков телеизмерения (*ВТИ*), передающие на расстояние импульсы управления, выполняющие выбор и подключение к отдельному каналу связи требуемого датчика телеизмерения.

Особенностью этих устройств является то, что датчики телеизмерения рассматриваются как однопозиционные объекты управления, при выборе одного из них ранее включенный датчик ТИ автоматически отключается.

4. Устройства телерегулирования (*ТР*), воздействующие на расстоянии на настройку автоматических регуляторов. Особенностью этих устройств является то, что воздействие на настройку регуляторов должно осуществляться непрерывно в заданный промежуток времени (при переведенном ключе управления в положение «Больше» или «Меньше»).

5. Устройства теleблокировки (*ТБ*), осуществляющие на расстоянии воздействие на автоматическую защиту управляемых установок. Эти устройства отличаются малым количеством команд, высоким быстродействием (менее 0,1 *сек*) и повышенной надежностью. Как правило, предусматривается автоматический контроль всех узлов и автоматическое переключение на резервный канал связи при неисправности основного канала связи.

6. Устройства телемеханической связи автоматов (*ТСА*), обеспечивающие телемеханическую связь между автоматизированными производственными установками. В таких системах оператор на входе отсутствует и воздействия на систему задаются автоматическими устройствами. Поэтому требования к быстродействию и надежности устройств ТСА повышенные.

В настоящее время разрабатываются также устройства телепередачи данных (*ТД*), осуществляющих передачу на расстояние данных производственно-технической и экономической информации в пункты обработки и вычислительные центры. К этим устройствам предъявляются требова-

ния высокой достоверности передачи при максимальной скорости передачи и эффективности использования каналов связи.

Следует отметить, что практически выполняемые устройства используются для осуществления нескольких функций. Например, устройства телеуправления (*ТУ*), как правило, дополняются устройствами телесигнализации (*ТС*), так как для того, чтобы производить управление, необходимо знать состояние объектов управления (устройства *ТУ—ТС*). Кроме того, во многих случаях устройства *ТУ—ТС* выполняют также функции вызова датчиков телеизмерения (*ВТИ*) и осуществляют воздействие на настройку автоматических регуляторов (*ТР*).

Классификация устройств *ТУ* и *ТС* по методу использования каналов связи. Метод использования каналов связи зависит от способа разделения элементов импульсной серии, образующей команду или сигнал. Применяется частотное, временное и частотно-временное разделение импульсов, посылаемых по одному каналу связи. В соответствии с этим различают устройства ТУ или ТС с частотным, временным и с частотно-временным разделением импульсов.

Применяется также посылка импульсов по различным проводным линиям (многопроводные устройства).

Классификация устройств *ТУ* и *ТС* по принятым качественным признакам импульсов тока. По принятым качественным признакам импульсов тока различают устройства *ТУ* или *ТС* с амплитудными, полярными, временными, частотными и фазовыми качественными признаками.

Классификация устройств *ТУ* и *ТС* по принятым методам избирания. По принятым методам избирания различают устройства *ТУ* или *ТС* с частотным, распределительным, частотно-комбинационным, распределительно-комбинационным, частотно-распределительным и частотно-комбинационно-распределительным методами избирания.

При использовании нескольких каналов связи или проводных линий применяются производные методы избирания. Например, в наиболее простых многопроводных устройствах применяются разделительный и разделительно-комбинационный методы избирания.

Устройства телесигнализации. Устройства телесигнализации (*ТС*) предназначены для передачи на расстояние сигналов о состоянии контролируемых объектов (типа

«Включен», «Отключен»), аварийных сигналов и служебных сигналов. Характерным для устройств *ТС* является передача сигналов от контролируемого (*КП*) в сторону диспетчерского пункта. При *ТС* в отличие от *ТУ*, как правило, применяется циркулярная передача сигналов, под которой понимается передача сигналов о состоянии всех объектов одновременно или за один цикл работы устройства.

Техническое выполнение устройств *ТС*, так же как и устройств *ТУ*, характеризуется методом использования каналов связи, принятыми качественными признаками импульсов тока и методами избирания.

§ 3. ОБЩИЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К УСТРОЙСТВАМ *ТУ — ТС*

Требования, предъявляемые к устройствам *ТУ—ТС*, зависят от области их применения. Однако, существуют общие требования.

1. Устройство *ТУ—ТС* должно нормально выполнять функции управления и сигнализации при определенном среднем уровне помех в канале связи и изменении условий эксплуатации в заданных пределах (колебания напряжения питания линейных и местных цепей, изменения характеристик канала связи, колебаний температуры, давления и влажности в местах установки аппаратуры и т. п.).

2. Повреждение канала связи и потеря питания на *ИП* должны сигнализироваться на *ДП*.

3. Быстродействие устройства *ТУ—ТС* должно соответствовать требованиям эксплуатации.

4. При телеуправлении должна обеспечиваться требуемая продолжительность исполнительного импульса на *ИП* для включения или отключения управляемого объекта.

5. Исполнение на *ИП* распорядительной команды должно сопровождаться, как правило, автоматической ответной сигнализацией.

6. При использовании для *ТУ—ТС* последовательно во времени общего канала связи должно предусматриваться предпочтение *ТС* перед *ТУ* или наоборот.

7. Как правило, пропадание известительных сигналов (*ТС*) о изменении состояния объектов не допускается.

8. При выполнении операций управления диспетчером может допускаться однократный сбой (невыполнение команды). Однако при использовании управляющих вычислительных устройств (типа «Автодиспетчер»), сбои не допускаются.

Кроме перечисленных общих требований к устройствам *ТУ—ТС*, предъявляются специальные требования в зависимости от области применения.

§ 4. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ОБЪЕКТОВ *ТУ — ТС*

Объекты управления разделяют на сосредоточенные и рассредоточенные, двухпозиционные и многопозиционные. Кроме того, имеются объекты управления, требующие непрерывного телеуправления.

Сосредоточенные и рассредоточенные объекты *ТУ— ТС*. Объекты управления разделяют на сосредоточенные и рассредоточенные или распределенные. К сосредоточенным относят объекты *ТУ—ТС*, расположенные на отдельных *ИП*, связанных с *ДП* радиальными каналами связи, а к рассредоточенным объектам относят отдельные объекты управления или их группы, расположенные вдоль общей линии связи. Обычно по этой линии связи осуществляется передача команд телеуправления и вызова датчиков телеизмерения, а также обратная передача сигналов *ТС* и собственно *ТИ*. Кроме того, общая линия связи используется также для диспетчерской телефонной связи при временном отключении устройств телемеханики.

При значительном количестве рассредоточенных объектов обычно система *ТУ—ТС* работает по вызову. Вначале производится вызов данного *ИП*, а затем последовательно во времени передаются команды телеуправления объектами и выбора датчиков *ТИ*. В соответствии с этим с данного *ИП* на *ДП* передаются сигналы *ТС* и данные *ТИ*.

Двухпозиционные и многопозиционные объекты управления. Наибольшее количество объектов управления относится к двухпозиционным, которые могут находиться в одном из двух состояний (позиций) — включенном (*Вк*) или отключенном (*От*). Это выключатели мощности в энергссистемах, двигатели на промышленных предприятиях, стрелки на железнодорожном транспорте и т. д.

Многопозиционные объекты могут иметь большое количество фиксированных положений. К таким объектам относятся различные задвижки, а также щиты в водовыпусках ирригационных систем. Телеуправление этими объектами осуществляется передачей соответствующего количества команд на установку в заданной позиции. Поскольку при этом время установки объекта управления в новую позицию может быть значительным, то на приемной стороне устанавливается запоминающее устройство, контролирующее отработку команды, после выполнения которой передается сигнал *ТС*.

Непрерывное телеуправление. Ряд объектов управления требует уставки в любом положении в заданном диапазоне, например, узлы настройки различных автоматических регуляторов и рули управления подвижными системами (управляемые снаряды, ракеты и т. п.). Управление настройкой автоматических регуляторов производится организацией непрерывного канала телеуправления с передачей двух команд — «Больше» или «Меньше» и с контролем при помощи систем *ТИ*. Соответствующая команда повторяется, пока ключ управления повернут. На приемной стороне непрерывное воздействие на исполнительный двигатель узла настройки регулятора осуществляется устройством запасания команды на время, превышающее длительность прохождения соответствующего сигнала по каналу связи. При таком методе телеуправления во избежание возникновения перерегулирования ключ управления должен быть повернут в нейтральное положение до того как регулируемый параметр достигнет требуемого значения. Точность установки автоматического регулятора будет тем больше, чем выше быстродействие имеет применяемое устройство телерегулирования (*ТР*). Непрерывное телеуправление установкой рулей управления осуществляется по соотношению параметров импульсов, образующих сигналы противоположных команд, например, по соотношению длительности импульсов.

§ 5. ОСОБЕННОСТИ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ В РАЗЛИЧНЫХ ОТРАСЛЯХ НАРОДНОГО ХОЗЯЙСТВА

В настоящее время наиболее телемеханизированными являются энергосистемы и энергообъединения. Устройства телемеханики применяются также и на

железнодорожном транспорте. Быстрыми темпами осуществляется телемеханизация нефтяных и газовых промыслов, нефтепроводов, шахт и карьеров, коммунального хозяйства крупных городов, а также оросительных систем. Характерной отличительной особенностью этих систем является то, что объекты телемеханизации рассредоточены на значительной площади или вдоль определенных направлений.

Осуществляется также телемеханизация промышленных предприятий.

Энергосистемы и энергообъединения. В энергосистемы входит большое количество электрических станций и подстанций, разобщенных территориально и связанных между собой технологически единым процессом производства и потребления электроэнергии. Поэтому режимом работы энергосистем управляют с центрального диспетчерского пункта при широком использовании средств телемеханики. Кроме того, аппаратура телемеханики применяется на районных диспетчерских пунктах и диспетчерских пунктах городских электросетей крупных энергосистем.

Объекты контроля и управления в энергосистемах (генераторы, трансформаторы, выключатели мощности и т. п.), сосредоточены в основном на *ИП*, связанных с *ДП*, выделенными каналами связи. В некоторых случаях к одному каналу связи подключается несколько *ИП*. Количество объектов управления на отдельных *ИП* колеблется от 5 до 50, а объектов сигнализации — от 10 до 80. Кроме *ТУ—ТС* применяется вызов датчиков телеизмерений (*ВТИ*), а также воздействие на настройку автоматических регуляторов (*ТР*). В этих устройствах особое значение придается надежности прохождения сигналов *ТС* о состоянии основного оборудования. Поэтому возникают дополнительные требования:

1. Сигналы *ТС* квитируются на *ДП* вручную диспетчером или автоматически. В процессе цикла приема *ТС* не допускается изменение прежних сигналов.

2. В случае нарушения приема *ТС* на *ДП* схема должна осуществлять повторные передачи с *ИП* на *ДП* и обеспечивать невозможность прекращения их без ведома персонала *ДП*.

3. Должно быть предусмотрено предпочтение *ТС* перед *ТУ*. Следовательно, передача *ТС*, идущая с *ИП*, не может быть нарушена воздействием на пусковые кнопки и индивидуальные ключи.

4. Сигналы, возникшие на *ИП* в период временного выхода из строя аппаратуры устройства или канала связи, должны быть запасены и по восстановлении работоспособности устройства автоматически или по специальной команде переданы на *ДП*.

5. Сигналы, возникшие на *ИП* во время действия устройства (передача *ТУ* или *ТС*), должны запасаться и затем автоматически передаваться на *ДП*.

6. В случае одновременного переключения нескольких объектов должна быть обеспечена поочередная передача всех возникших сигналов.

7. В схеме устройства должна предусматриваться возможность запроса диспетчером циркулярной передачи сигналов о состоянии всех объектов.

В условиях диспетчерского управления энергосистемой время двухсторонней передачи сигналов управления и сигнализации не должно превышать 1—2 *сек*, что приобретает особое значение при создании крупных энергообъединений и возникновении в связи с этим необходимости двух- и трехступенчатой ретрансляции сигналов.

В крупных энергообъединениях необходимы также устройства телеблокировки, воздействующие на автоматическую защиту управляемых установок, например, дальних линий электропередач.

В некоторых случаях при телемеханизации подстанций и маломощных гидроэлектростанций применяются устройства всего на два сигнала — предупредительного и аварийного — при сравнительно невысоком быстродействии. Эти устройства телесигнализации должны работать по свободным или занятым линиям связи при дальности до 40 *км*. Экономически обосновано также применение телемеханического управления на мощных гидро-, а в некоторых случаях и теплоэлектростанциях. Емкость таких устройств на один канал связи 5—15 *ТУ* и 10—30 *ТС*. Некоторые команды на отключение выключателей должны передаваться за время не более 0,2 *сек*, остальные — за 1—2 *сек*.

В перспективе, повышение надежности работы энергообъединений и уменьшение потерь энергии за счет оптимизации режимов будет осуществляться широким применением вычислительной техники, специальных устройств телемеханики, обеспечивающих обмен информацией между вычислительными машинами, установленными на различных ступенях диспетчерского управления.

Железнодорожный транспорт. На железнодорожном транспорте применяются устройства *ТУ—ТС* для диспетчерской централизации, управления стрелками на станциях, диспетчерского контроля движения поездов, управления разъединителями высоковольтной линии автоблокировки, разъединителями контактной сети, тяговыми подстанциями и постами секционирования. Требования к этим устройствам *ТУ—ТС* весьма разнообразны. Например, диспетчерская централизация охватывает до 16 *ИП*, подключаемых к одному каналу связи. Емкость устройства до 500—800 управляемых и 600—1000 контролируемых двухпозиционных объектов. Быстродействие устройства *ТУ—ТС* должно быть весьма высокое, так как количество изменений состояния объектов *ТС* в течение суток равно 10—15 тыс. на однопутных участках, а количество приказов, передаваемых диспетчером, равно 1,5—3 тыс.

Кроме перечисленных устройств, железные дороги оборудуются системами автоблокировки. На электрифицированных дорогах эти системы вынуждены работать при высоком уровне помех, вследствие чего необходимо применение методов телемеханики.

Промышленные предприятия. Устройства *ТУ—ТС* применяют в различных отраслях промышленности. На металлургических комбинатах основными объектами телемеханизации являются системы электро-, водо- и газоснабжения. Большинство *ИП* систем электроснабжения этих комбинатов находится от *ДП* на расстоянии 0,8—3,5 *км*. Количество *ИП* достигает 20, которые разделяются на группы по 3—5 *ИП*, расположенных вдоль одной радиальной линии, исходящей из *ДП*. Некоторые *ИП* в группах отнесены от этой линии на 100—200 *м* (древовидное расположение *ИП*). Емкость *ИП* различна — от 2 *ТУ*, 7 *ТС* и 2 *ВТИ* до 30 *ТУ*, 92 *ТС* и 4 *ВТИ*. Объектами телеуправления являются шинносоединительные выключатели питающих фидеров подстанций. Объектами телесигнализации являются также выключатели и некоторые разъединители. Предусматриваются также предупредительная и аварийная телесигнализации. Телеизмеряемыми величинами являются напряжение в различных точках сети и токи нагрузки питающих фидеров.

Металлургические комбинаты имеют широко развитое газовое хозяйство, управление которым также централизуется. На *ДП* сосредотачивается контроль состояния всех

основных установок и узлов системы газоснабжения: компрессоров газоповысительных станций, агрегатов газоочистительных станций, дроссельных клапанов, газовых задвижек. При нарушении нормального режима работы любого участка системы газоснабжения на *ДП* передаются предупредительная и аварийная телесигнализации, а также телеизмерения расхода и давления газа (по вызову). Объектами телеуправления является сравнительно небольшое количество дроссельных клапанов, которые должны останавливаться в любом промежуточном положении. Остальными объектами управляют при помощи телекомандования (*ТК*).

Системы водоснабжения имеют до 20 *ИП*, которые располагаются отдельно или группами по 2—3 *ИП* на расстоянии 1—5 *км* от *ДП*. Объектами телеуправления являются водяные насосы и сетевые задвижки. Насосы размещаются в насосных станциях, а задвижки — непосредственно на водоводах большей частью вне помещений и ниже уровня земли (в специальных колодцах). При этом следует иметь в виду, что процесс открытия и закрытия задвижек длится несколько минут и некоторые задвижки являются многопозиционными объектами управления.

Системы водоснабжения также имеют предупредительную и аварийную телесигнализации, действующие при понижении уровня воды в открытых водоемах и специальных резервуарах с резервным запасом воды, а также при понижении нормального давления в определенных точках водопроводов. Кроме того, на *ДП* передаются телеизмерения давления и расходы воды, определяемые в нескольких пунктах системы.

Общая емкость телемеханических устройств системы водоснабжения составляет до 360 *ТУ*, 450 *ТС* и 100 *ВТИ* при емкости устройств на отдельных *ИП* до 4 *ТС*, 13 *ТУ*, 7 *ТС* и 7 *ВТИ*.

Для многих крупных промышленных предприятий (коксохимические заводы, обогатительные фабрики черной и цветной металлургии, предприятия целлюлозно-бумажной промышленности и др.) необходимы устройства телемеханики для поточно-транспортных систем, предназначенные для контроля и управления транспортом и обработки сыпучих и кусковых материалов. Подобные устройства *ТУ—ТС* должны осуществлять пуск и остановку агрегатов, телесигнализацию их состояния и аварийную телесигнализацию

при общем количестве объектов *ТУ—ТС* до 1000 и более. Кроме того, предусматривается возможность опроса положения механизмов и обеспечение циклического действия некоторых из них.

Импульсы управления поступают с *ДП* на *ИП* непосредственно или через промежуточные пункты управления (как и сигналы в обратном направлении). В ряде случаев пуск агрегатов допускается только после разрешающего сигнала с места его установки. Как правило, пуск отдельных участков поточно-транспортной системы осуществляется в определенной последовательности. Остановка их производится также двумя операциями: вначале выключается механизм, подающий транспортируемый материал на участок, а затем выключаются все механизмы участка по мере их освобождения от транспортируемого материала.

Устройства *ТУ—ТС* необходимы также при телемеханизации конвейерных линий и объектов прокатного производства. При этом необходимы программные автоматические устройства с передачей приказов по минимальному количеству проводов.

При переводе подъемных кранов, устанавливаемых в цехах промышленных предприятий, на телемеханическое управление значительно повышается производительность и улучшаются условия труда обслуживающего персонала. Необходимое число приказов значительно (до 50—70), а управление должно осуществляться по двухпроводной троллейной линии или радиоканалу. При телеуправлении осуществляется выбор механизмов (до 5), направление движения и остановки. Кроме того, для основных механизмов движения необходим выбор ступени скорости (до 7 ступеней). Время передачи большинства команд не должно превышать 0,3—0,4 *сек*, а для некоторых (например, при производстве операций поковки) — не более 0,1—0,15 *сек*.

При телеуправлении строительными кранами необходимое количество команд значительно меньше (до 10 $\div$ 12).

В целях повышения производительности при управлении кранами в некоторых случаях необходима передача одновременно двух команд, относящихся к различным механизмам. Передача сигналов *ТС* не производится, так как выполнение команд контролируется визуально.

На промышленных предприятиях в ряде случаев необходимы простейшие устройства телеуправления подвижными объектами на 3—4 команды с передачей их по трол-

леям, предназначенным для подводки электрического тока к управляемому механизму, или по радиоканалу. Примером такого механизма является слитковоз в прокатных цехах металлургических заводов, для управления которым необходимо иметь три команды: «Вперед», «Назад» и «Стоп». Подобные устройства *ТУ* должны иметь высокое быстродействие при значительной помехоустойчивости.

При автоматизации технологических процессов в промышленности часто возникает более сложная задача — обеспечить телемеханическую связь между автоматизированными производственными объектами. К таким телемеханическим устройствам предъявляются особые требования, отличные от требований к системам обычного диспетчерского телеуправления:

1. Оператор на входе системы телеуправления отсутствует, и воздействия на систему задаются автоматическими устройствами, поэтому невыполнение команд исключается.

2. Команды телеуправления следуют одна за другой со значительной частотой в соответствии с ходом непрерывно протекающего технологического процесса, поэтому очень важно обеспечить необходимую пропускную способность канала связи. Количество команд может быть 30 и более.

3. Объект телеавтоматизации часто является подвижным. Связь в этих случаях осуществляется с помощью троллей, что приводит к большим помехам, вызываемым нарушением контакта.

4. Быстродействие устройства должно удовлетворять высоким требованиям динамики автоматического управления приводами.

5. Поскольку положение рабочих органов управляемых объектов полностью и однозначно определяется предшествующими процессами управления, то, как правило, объем телесигнализации ограничивается только одним общим сигналом, квитирующим прием данной команды. Однако в ряде случаев необходимо предусматривать также передачу с *ИП* обратных сигналов о состоянии управляемого объекта.

Примером устройства с применением телеавтоматики является система набора шихты для загрузки доменных печей. Операции по набору, взвешиванию и разгрузке шихтовых материалов выполняются подвижными вагонвесами, снабженными своей автоматикой, программа работы которой зависима от системы автоматики остальной части домны.

Системы связи. Для работы дальних кабельных линий связи необходимо значительное количество промежуточных усилительных пунктов. На большинстве этих пунктов нет обслуживающего персонала (*НУП*). Контроль за их работой и управление необходимыми переключениями осуществляются со сравнительно небольшого количества обслуживаемых пунктов (*ОУП*) при помощи устройств *ТУ—ТС*. Эти устройства обеспечивают непрерывную сигнализацию изменения ряда параметров с нескольких *НУП* (до 5 в каждую сторону), расположенных вдоль общего канала связи, на *ОУП*. Необходима сигнализация о повреждении оболочки основного и резервного кабеля, сигнализация о нарушении уровней передачи и дистанционного питания, а также об открытии дверей помещения *НУП*. Исправность аппаратуры, входящей в устройство *ТУ—ТС*, должна непрерывно контролироваться, поскольку требования к надежности устройства чрезвычайно высокие. К устройству *ТУ—ТС* предъявляется дополнительное требование — малое потребление энергии, поскольку *НУП* питаются дистанционно с *ОУП*.

Радиорелейные линии связи представляют собой цепочку ретрансляционных станций, находящихся на расстоянии примерно 50 *км*. Между обслуживаемыми главными станциями находятся от 3 до 10 промежуточных станций без постоянного обслуживания. Сигнализация на главные станции о всех отклонениях от нормального режима работы аппаратуры и об авариях осуществляется устройством телесигнализации, а дистанционные переключения аппаратуры или энергоснабжающих устройств, необходимые в процессе эксплуатации, устройством телеуправления. Количество объектов сигнализации и управления для каждой промежуточной станции мощных радиорелейных линий доходит до 50. Некоторые команды телеуправления должны быть циркулярными для всех станций обслуживаемого участка.

Устройства *ТУ—ТС* также необходимы для управления стационарными устройствами городских телефонных сетей и проводной радиофикации, причем часто возникает необходимость в ретрансляции сигналов и команд при общей емкости устройства *ТУ—ТС* 200 объектов и более (команды должны передаваться с центрального усилительного пункта на опорный усилительный пункт, а затем на трансформаторную подстанцию, а сигналы таким же образом — в обратную сторону).

Важной проблемой, которая может быть решена телемеханическими методами, является в передаче номера при автоматизации дальней телефонной связи.

Аэродромы. Специфика управления наземным оборудованием посадки самолетов состоит в следующем.

С одного командного диспетчерского пункта (КДП) управляют до 18 *ИП*, расположенных преимущественно по прямой по обе стороны от командного пункта (два направления посадки), за исключением нескольких *ИП*, расположенных в стороне от этой линии. Количество объектов управления и сигнализации на *ИП* различно и равно от 5 до 50. Кроме того, между *КДП* и всеми *ИП* имеется телефонная связь, а для некоторых *ИП* применяются измерительные цепи.

Объекты управления по технологическим особенностям различны и делятся на несколько основных групп, каждая из которых характеризуется специфическими требованиями, предъявляемыми к системе *ТУ—ТС* в отношении времени включения, одновременности включения, а также количества сигнальных и измерительных цепей. Каждая из этих основных групп наземного оборудования состоит из подгрупп, отличающихся степенью участия в процессах посадки, взлета и т. д. Почти все объекты управления работают как при индивидуальном, так и при одновременном (оперативном) управлении в различных строго определенных комбинациях, исключающих возможные ошибки диспетчера.

Для некоторых команд сигналы управления одновременно посылаются по двум каналам управления на *ИП*, расположенным с разных сторон от *КДП*.

Некоторые объекты управления (например, ступени яркости сигнальных огней) управляются таким образом, чтобы при передаче последовательно во времени взаимно исключающих команд предыдущая команда автоматически отменялась. Время на осуществление любой команды (групповой или индивидуальной) должно быть меньше 1 *сек* для ряда объектов управления, с помощью которых осуществляется оптическая сигнализация пилотом, совершающим посадку и взлет, а для остальных — не более 1,5 *сек*.

Кроме основной системы *ТУ—ТС* средствами посадки самолетов, для оборудования аэродромов необходимы следующие телемеханические устройства:

1. Устройство *ТУ* вынесенными приемниками на 14—20 команд, причем некоторые из этих команд (застройка и подстройка) должны проходить за 0,2—0,5 *сек.*

2. Устройство импульсными огнями приближения, которое должно обеспечивать переключение импульсных огней (до 30 шт.) на расстоянии 1,5 *км* для их работы в режиме «бегущей молнии» с частотой 45 импульсов в минуту.

Газовая и нефтяная промышленность. Системы централизованного контроля и управления газовых промыслов охватывают до 25—30 скважин, расположенных вдоль общего канала связи. Для каждой скважины предусматривается телесигнализация положения кранов и переполнения сепараторов, а также понижения температуры в пункте очистки и замера, что может произойти при неисправности работы отопительного котла. Кроме того, от каждой скважины должны передаваться телеизмерения давления и дебита, которые регистрируются на *ДП*.

В систему телемеханики входит также промысловая газорегуляторная станция (*ПГРС*), для которой предусматривается телесигнализация положения кранов, телеуправление задвижками и телеизмерение расхода, давления и температуры газа на входе и выходе *ПГРС*.

Для оперативного контроля за работой промысла и быстрого перераспределения газа при аварии давление газа передается на *ДП* из нескольких характерных точек газозаборного коллектора и обеспечивается телеуправление основными отключающими устройствами.

Требования к устройству *ТУ—ТС* и *ВТИ* усложняются еще тем обстоятельством, что на *ИП* отсутствуют источники питания, а расстояния между *ДП* и крайними *ИП* достигают 30—40 *км*. Поскольку изменение параметров на газовом промысле происходит очень медленно, то предусматривается система циклического (последовательного) опроса исполнительных пунктов. При каждом опросе производятся телеизмерение и телесигнализация по соответствующему *ИП*. Кроме того, аппаратура диспетчерского пункта должна обеспечивать вызов любого контролируемого пункта по усмотрению диспетчера и осуществление по этому пункту необходимой телемеханической операции (*ТУ*, *ТС* и *ВТИ*).

При выборе метода циклического опроса выполняется основное требование к устройству — малое собственное потребление энергии, обусловленное необходимостью дистанционного питания. Кроме того, система циклического

опроса значительно проще, чем устройство непрерывных телесигнализаций и телеизмерений.

Для централизованного управления газопроводами организуются центральный и районные диспетчерские пункты, на которые циклически должны передаваться данные о давлении и расходе газа в различных точках газопровода. Районные диспетчерские пункты оборудуются устройствами *ТУ—ТС* для контроля положения магистральных линейных кранов и телеуправления наиболее ответственными из них, а также для контроля и управления агрегатами, установленными на компрессорных станциях.

Для управления городскими сетями газоснабжения необходимы устройства телеуправления на 1—5 объектов для изменения настройки регуляторов давления газа. С *ИП* на *ДП* должны передаваться телеизмерения давления и расхода газа по вызову, а также в случае необходимости — аварийный сигнал.

Объем и методы телесигнализации нефтепромыслов зависят от способа эксплуатации нефтяных скважин. При этом необходимо иметь в виду, что количество скважин на этих промыслах исчисляется в сотнях и они рассредоточены на большой площади. При фонтанной эксплуатации промыслов параметрами контроля являются подача нефти из скважин, заполнение мерного трапа, напряжение на питающих фидерах и др. При глубиннонасосной эксплуатации промыслов, кроме того, необходимо обеспечить телеуправление станками-качалками и телесигнализацию от них, а также динамометрирование работы глубиннонасосных установок.

Объекты *ТУ—ТС* товарно-сырьевых баз нефтеперерабатывающих заводов сгруппированы на несколько сотен *ИП* с количеством объектов от 3 до 4. Устройство должно обеспечивать телеизмерение по вызову и иметь аварийную телесигнализацию от каждого *ИП*.

Угледобывающая промышленность. Для диспетчерского контроля работ производственных участков угольных шахт, состояния основных машин и установок, а также управления автоматизированными установками необходимы различные устройства *ТУ—ТС*. Особенностями построения систем телемеханики для шахт являются: а) рассредоточенное расположение объектов на участках (комбайны, врубмашины, конвейеры, лебедки, подъемы и др.), часть которых перемещается; б) сосредоточенное расположение части объектов (технологический комплекс, вентиляторы глав-

ного проветривания, электроподстанция, водопонижающие насосные станции и др.). Необходимы также устройства для управления внутришахтным транспортом при наличии и отсутствии шахтных устройств сигнализации, централизации и блокировки (*СЦБ*).

В настоящее время в шахтах устанавливаются автоматические индикаторы метана, от каждого из которых должны передаваться на *ДП* три сигнала — предварительный и аварийный о наличии повышенных концентраций метана в атмосфере контролируемого участка, а также сигнал для контроля исправности самого индикатора.

Контроль состояния перемещающихся объектов на участках должен осуществляться частично по силовой линии (до участковой понизительной подстанции), а затем по свободной или занятой телефонной паре проводов. Время работы этих объектов должно регистрироваться на *ДП*.

Ход выполнения плана добычи угля контролируется подсчетом количества вагонеток, нагруженных на погрузочном пункте участка. Подсчитывать необходимо таким образом, чтобы диспетчер в любой момент мог установить количество нагруженных и ненагруженных вагонеток, а также количество всех отправленных груженых вагонеток с начала смены.

Для транспортировки угля конвейерами применяется специальное устройство *ТУ—ТС*, которое в определенной последовательности запускает и останавливает отдельные участки конвейерной линии. Перед запуском конвейерной линии передается акустический сигнал.

Устройство для учета количества угля, доставляемого конвейером, с нарастающим итогом передает показания на пульт диспетчера.

По условиям эксплуатации необходимо обеспечить взрывобезопасность аппаратуры и длительную ее работу без регулировки в условиях тряски и запыленности.

Сельскохозяйственные объекты. В сельском хозяйстве средства телемеханизации необходимы прежде всего в энергетических и ирригационных системах, подстанциях присоединения и электростанциях укрупненной мощности. Минимальная емкость устройств телемеханики для сельских энергосистем составляет 3—4 *ТУ*, 5—6 *ТС* и 2—3 *ВТИ*, а максимальная — 15—20 *ТУ*, 30—40 *ТС* и 5—6 *ВТИ*. Телеизмерения, как правило, производятся по вызову. Время передачи сигналов *ТУ—ТС* порядка 4—5 *сек*, а время

ВТИ до 8—10 *сек.* Каналы связи — высоковольтная воздушная или кабельная линии.

К устройствам телемеханики *ИП* подключают исполнительные реле на расстоянии до 7—8 *км* от места расположения *ИП* (через отдельные пары проводов).

Для сельских энергосистем, состоящих из трех — пяти электростанций укрупненной мощности, экономически целесообразна телесигнализация по системе полукомплектов. При большем количестве *ИП* и сравнительно малом числе объектов *ТУ—ТС* (энергосистем, состоящих из нескольких десятков маломощных электростанций) более эффективной является система телемеханизации с одним устройством связи и телемеханики на *ДП*, работающим последовательно во времени со всеми *ИП* (по вызову).

Для электрических подстанций необходимы устройства телеконтроля на один-два сигнала, совмещенные с устройствами телефонной связи. Такие устройства могут работать по высоковольтным сетям, проводным линиям и радиоканалу.

Ирригационные системы имеют большое количество различных объектов управления и контроля (водозаборные сооружения, крупные узлы вододеления, одиночные водовыпуски на самотечных каналах, насосные оросительные станции, станции вертикального дренажа, пункты контроля уровня на магистральных каналах и др.). В зависимости от особенностей объектов управления к аппаратуре телемеханики предъявляются различные требования. Простейшая ирригационная система представляет собой магистральный канал с главным водозабором из реки, от которого отходят распределительные каналы, а от них питается постоянная оросительная сеть. При телемеханизации ирригационной системы обеспечивается централизация водораспределения из *ДП* в соответствии с заранее составленными графиками водопользования, благодаря чему сокращается количество обслуживающего персонала и улучшается водопользование. Для контроля и управления большим количеством объектов необходимо большое число устройств *ТУ—ТС* и вызова *ТИ*. Некоторые объекты управления многопозиционные (щиты водовыпусков). Количество объектов управления доходит до нескольких сотен, которые располагаются одиночно или группами до 3—8 шт.

Количество сигналов *ТУ—ТС* зависит от наличия или отсутствия автоматического регулирования на *ИП*. Для

объектов, оборудованных автоматическим регулированием, необходима передача команд, воздействующих на настройку регуляторов с обратной телесигнализацией их положения, и телеизмерение расхода воды.

Для объектов, не оборудованных автоматическим регулированием, необходима передача команд на открытие или закрытие электрифицированного щита, на его остановку в промежуточном положении с обратной телесигнализацией положения щита. Для упрощения устройства *ТУ—ТС* все операции выполняются по вызову.

Следует отметить также, что устройства телеуправления начинают внедряться также в технологию сельскохозяйственного производства. Например, разработана система радиотелеуправления несколькими тракторами с ведущего трактора. Для этого применяется устройство телеуправления на 6—8 команд без обратной телесигнализации, поскольку все машины находятся в поле зрения оператора. Приказы тракторам передают последовательно во времени на различных несущих частотах. Основными требованиями к устройству телеуправления являются простота схемы и высокая надежность работы при значительном быстродействии (порядка 0,5 ÷ 0,1 *сек*).

Коммунальное хозяйство городов. Предприятия коммунального хозяйства (системы энерго-, газо- и теплоснабжения, канализации и городского транспорта) рассредоточены на территории города, но имеют много сооружений, взаимно связанных единым технологическим режимом, и поэтому необходимо их централизованное управление. Экономически обосновано также централизованное управление уличным освещением. Для этих целей применяются различные устройства *ТУ—ТС* с сосредоточенными и рассредоточенными объектами управления и контроля на 2—3 команды и 2—3 сигнала. Эти устройства могут работать по специальным линиям связи или по силовым линиям.

Для телемеханизации водопроводных и канализационных насосных станций, тяговых подстанций городского электротранспорта, распределительных пунктов городской электросети применяются устройства *ТУ—ТС* на 60 и более объектов.

При телемеханизации одиночных водопроводных и насосных станций с водозабором из артезианских скважин необходимы устройства *ТС—ТУ* на 3—10 команд и столь-

ко же сигналов. При телемеханизации одиночных камер переключения сетевых задвижек, регуляторных станций газоснабжения и абонентских вводов теплосетей необходимы устройства *ТУ* без обратной сигнализации на 10 команд.

Для сигнализации движения городского электротранспорта разрабатываются устройства *ТС*, которые при большом количестве объектов (до 200) передавали бы данные о направлении движения вагона, его номер и номер маршрута. Желательно также иметь избирательную телефонную связь с каждым вагоном, что имеет большое значение при авариях. Для передачи сигналов и телефонной связи в данном случае может быть использована городская контактная сеть или радиоканал.

§ 6. ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ЦЕНТРАЛИЗОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ

Задачи централизованного управления крупными производственными системами настолько сложны, что возникает необходимость в автоматизации самого диспетчерского управления. На первом этапе диспетчер не устраняется от управления производственным процессом, а только освобождается от утомительных операций по контролю за многими технологическими параметрами и определения оптимальных режимов. Эти функции выполняются различными управляющими и контролирующими автоматическими устройствами, а также специализированными управляющими вычислительными машинами (*УВМ*), работающими в режиме советчика диспетчера. Автоматические контролирующие и управляющие свойства освобождают диспетчера от операций опроса контролируемых объектов, передачи повторяющихся команд, соответствующих определенной программе работы управляемой системы и контроля нахождения параметров, характеризующих технологический процесс, в заданных пределах. *УВМ* имеет внешние, вычислительные и выходные устройства. Внешние устройства включают в себя комбинированную телемеханическую систему, осуществляющую непосредственную связь вычислительной машины и выходных устройств диспетчерского пункта с объектами контроля и управления. Выходные устройства обеспечивают выдачу диспетчеру

обработанной информации в форме, удобной для дальнейшего ее анализа и использования для управления.

На вход *УВМ* поступает информация от датчиков *ТИ* и сигналы *ТС* от объектов, расположенных на различных *ИП*. В соответствии с полученной информацией *УВМ* выдает рекомендации по изменению режима работы управляемой системы в требуемом направлении, что выполняет диспетчер.

В дальнейшем, когда надежность работы *УВМ* и телемеханических устройств окажется достаточно высокой, станет возможным полная замена диспетчера.

Телемеханические системы первоначально возникли как вспомогательные средства централизованного контроля и управления, используемые диспетчером для обеспечения заданного режима работы управляемых установок. Однако при замене диспетчера «Автодиспетчером» телемеханические устройства станут основными средствами диспетчерского контроля и управления. При этом значительно повышаются требования к их надежности работы и быстродействию. Кроме того, информация на вход «Автодиспетчера» должна поступать в виде двоичного кода. Для него необходимо выполнять дополнительные преобразования телемеханических сигналов.

Управление всеми объектами сложных протяженных производственных систем не может осуществляться с одного диспетчерского пункта. В этом случае применяется многоступенчатое управление, количество ступеней которого увеличивается по мере укрупнения производственных систем. Например, в крупных энергосистемах имеются центральные диспетчерские пункты (*ЦДП*) и подчиненные им районные диспетчерские пункты. При объединении энергосистем оборудуются диспетчерские пункты следующей ступени управления, которым начинаются *ЦДП*.

Между *ДП* различных ступеней обеспечивается двусторонний обмен информацией, которая при использовании *УВМ* представляется в цифровой форме. Для передачи данных производственно-технической информации используются устройства, к которым предъявляются требования очень высокого быстродействия при достоверности передачи на несколько порядков более высокой, чем в существующих системах передачи телеграфных сообщений.

Аналогичная задача возникает при передаче данных экономической информации в общегосударственной системе вычислительных центров, которая будет создана в бли-

жайшем будущем. Эта система будет представлять собой совокупность вычислительных центров разных размеров, оснащенных современными вычислительными машинами, которые размещены на территории страны и взаимодействуют между собой через единую автоматизированную систему передачи данных. Единая система вычислительных центров будет выполнять функции сбора, передачи и переработки всей плановой экономической и учетной информации, расчета оптимальных народнохозяйственных планов отдельных отраслей, республик, производственных объединений, транспорта и финансовых органов. Единая сеть вычислительных центров будет включать несколько ступеней, каждая из которых обслуживает планово-хозяйственные органы данного уровня — страны, республик и отраслей, производственных и территориальных комплексов. Она будет опираться на автоматизированные и механизированные системы информации и управления предприятий и их объединений.

Кроме единой системы вычислительных центров будут применяться и отдельные специализированные системы сбора и обработки информации, например, для продажи на несколько месяцев вперед авиационных и железнодорожных билетов, передачи и обработки заказов на автомобильные перевозки с оптимизацией маршрутов и т. д.

Для всех перечисленных систем сбора и обработки информации необходимы устройства передачи данных по существующим городским и междугородним каналам связи. В настоящее время ведется интенсивная разработка таких устройств с использованием методов техники телеуправления.

Глава вторая

ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ ИНФОРМАЦИИ

§ 1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Теория информации возникла сравнительно недавно *. Однако ее теоретическое значение необычайно велико, а области применения очень широки. Теория передачи информации по каналам связи является частью этой общей теории, применяемой в технике связи и телемеханике.

В теории информации рассматриваются в общем виде вопросы передачи сообщений, устанавливается количественная мера информации и определяется максимальная скорость передачи сообщений при отсутствии помех и их наличии, методы эффективного кодирования сигналов и повышения помехоустойчивости передачи.

Под сообщениями (информацией) понимаются любые сведения, подлежащие передаче. Эти сведения могут быть представлены в форме устной речи, письма, изображения, чисел измеряемых величин, команд управления или данных, характеризующих состояние контролируемых объектов.

При передаче на расстояние сообщения преобразовываются в сигналы, которые являются переносчиками сообщений. Сигналы распространяются по линиям связи, которые могут быть проводными, радиотехническими, оптическими, акустическими и др. По одной линии связи могут передаваться одновременно или последовательно во времени сигналы от нескольких источников сообщений, при этом каждое сообщение передается по отдельному каналу связи, которые образуются на общей линии при помощи различных технических средств (см. гл. III).

---

* Основные теоремы теории информации были сформулированы К. Шэнноном и опубликованы в 1949 г. [52].

В теории передачи информации рассматривается некоторый обобщенный канал как средство передачи сообщений. Причем с позиций теории вероятностей и математической статистики решаются вопросы наиболее полного использования его пропускной способности и обеспечения минимальных искажений при передаче.

Следует отметить, что в теории передачи информации каналы связи рассматриваются с точки зрения их использования в технике связи. Однако выводы этой теории справедливы также и для систем телемеханики вообще и для систем телеуправления в частности. Обобщенная схема системы передачи сообщений (системы связи) приведена

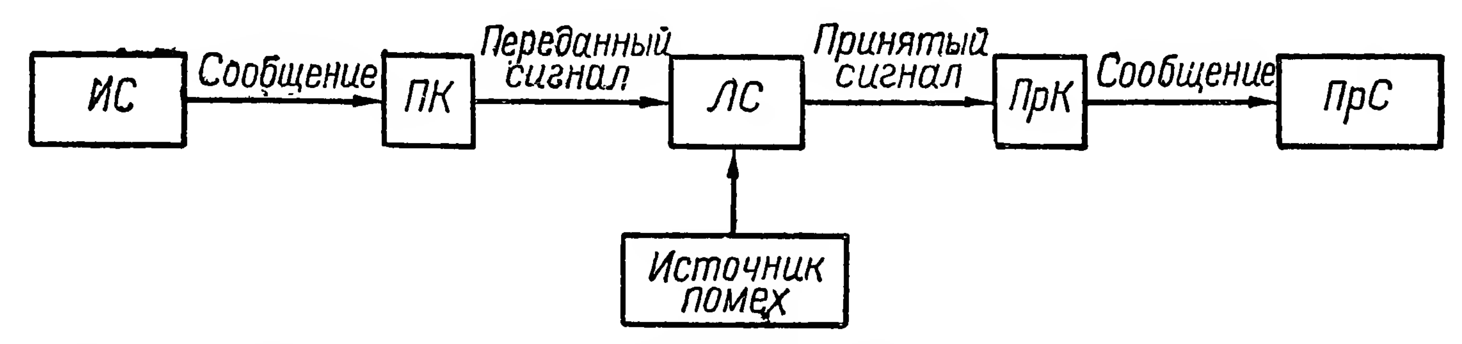


Рис. 2. Обобщенная схема системы связи.

на рис. 2. Сообщения от источника сообщений *ИС* поступают на вход передатчика *ПК*, преобразующего сообщения в сигналы, которые передаются по линии связи *ЛС* и поступают на вход приемника *ПрК*, осуществляющего обратное преобразование сигналов в сообщения, которые воспринимаются приемником сообщений *ПрС*.

Линия связи *ЛС* — это среда, используемая для передачи сигналов от передатчика к приемнику. В системе проводной связи этой средой является физическая цепь. В общем случае на одной линии связи могут образовываться несколько независимых каналов связи, по которым сигналы передаются от различных источников сообщений (многоканальная линия связи). В многоканальной линии связи аппаратура передатчика и приемника включает также элементы разделения каналов связи.

При передаче по каналу связи происходит ослабление и искажение передаваемых сигналов. Кроме того, канал связи всегда подвергается действию помех, которые также искажают сигналы. Следовательно, принятый сигнал не полностью соответствует переданному сигналу. При обобщенном рассмотрении системы связи предполагается, что эквивалентные по форме и напряжению помехи создаются особым источником (рис. 2).

§ 2. НЕПРЕРЫВНЫЕ И ДИСКРЕТНЫЕ СООБЩЕНИЯ

Основным свойством источников сообщений является их способность создавать сообщения, которые могут представлять собой непрерывные функции времени (непрерывные сообщения) или состоять из последовательностей дискретных символов (дискретные сообщения). Примером источника *непрерывных сообщений* является человек, ведущий разговор по телефону. Как известно, в системах обычной городской телефонной связи каждому абоненту представлется своя линия связи (пара проводов). В этом случае передатчиком является микрофон, а приемником — телефон. Микрофон преобразовывает изменение давления воздуха на мембрану в токи звуковой частоты, которые в данном случае представляют собой сигнал, передаваемый по линии связи. Однако при передаче на большие расстояния (междугородняя связь) система связи усложняется, так как дополняется еще аппаратурой уплотнения линий связи большим количеством независимых каналов связи. Источниками непрерывных сообщений также являются первичные преобразователи измеряемых величин в системах телеизмерений.

Дискретные сообщения передаются аппаратурой систем телеграфной связи, систем телеуправления, систем дискретных телеизмерений и систем передачи данных производственно-технической информации.

Источники дискретных сообщений характеризуются некоторым конечным множеством элементарных символов. Совокупность символов образует алфавит сообщения. В теории информации понятие алфавита источника сообщений является более широким, чем понятие алфавита языка.

В каждом конкретном случае сообщение и его символы имеют различное содержание. Например, в телеграфии сообщениями являются передаваемый текст, для передачи которого на русском языке используется 54 символа, из которых 32 — буквы алфавита, 10 — цифры, 12 — знаки препинания и условные знаки служебного назначения. При телеуправлении сообщениями являются команды о включении или отключении объектов управления, а символами — характер операции и номера объектов.

При передаче дискретных сообщений, состоящих из последовательностей дискретных символов, сигнал также

представляет собой дискретную последовательность отдельных элементов. Например, при передаче текста по телеграфу символы сообщения — это буквы, цифры и другие знаки, а соответствующие им сигналы — кодовые комбинации телеграфного кода, состоящие из отдельных импульсов, посылаемых последовательно (рис. 3).

Импульсы, образующие сигнал, называются элементарными сигналами. Они характеризуются определенной длительностью и могут различаться между собой амплитудой, полярностью, длительностью, частотой или фазой переменного тока, называемых импульсными признаками.

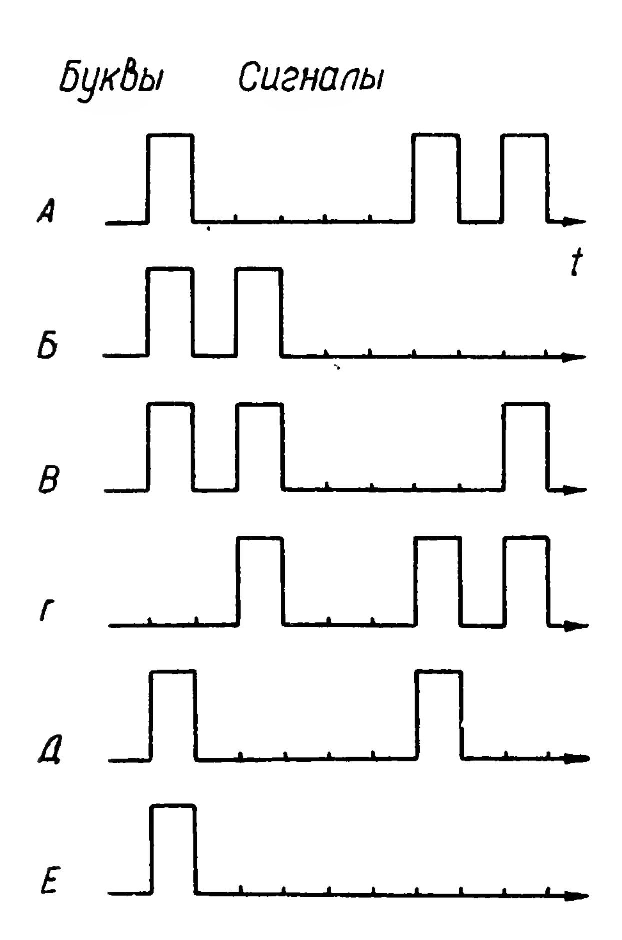


Рис. 3. Представление символов сообщения (букв) сигналами (комбинациями телеграфного кода).

Поскольку импульсы, образующие сигнал, обладают определенной длительностью, то, следовательно, сигнал представляет собой временной процесс, в отличие от сообщения, которое представляет собой комбинацию символов (например, букв в слове) и в общем случае имеют определенную статистическую структуру. Например, в общепринятых языках вероятность появления букв, так же как двухбуквенных и многобуквенных сочетаний, не одинакова. Под кодированием принято понимать представление символов сообщения дискретными сигналами, состоящими обычно из группы импульсов. Правило кодирования выражается кодовой таблицей, в которой каждому символу сообщения сопоставляется определенная кодовая комбинация (рис. 3). При кодировании необходимо учитывать статистическую структуру источника сообщений, в результате чего увеличивается пропускная способность используемого канала связи. Это является фундаментальным выводом теории информации.

Отображение непрерывных сигналов дискретными значениями. Сигналы, передаваемые в реальных системах связи, имеют ограниченный частотный спектр. Следовательно, при разложении сигнала на гармонические составляющие отсутствуют или несущественны ввиду своей ма-

лости составляющие с частотами выше некоторого предельного значения F_c. Причиной этого является либо свойство источника сигнала, либо ограничения ширины полосы пропускания канала связи. При этом условии непрерывные сигналы можно передавать конечным числом дискретных значений. В соответствии с теоремой В. А. Котельникова сигнал, описываемый функцией с ограниченным спектром, полностью определяется своими значениями, отсчитанными через интервалы времени

$$\Delta t = \frac{1}{2F_c} = \frac{T_c}{2}, \qquad (2\text{-}1)$$

где F_c — ширина спектра сигнала.

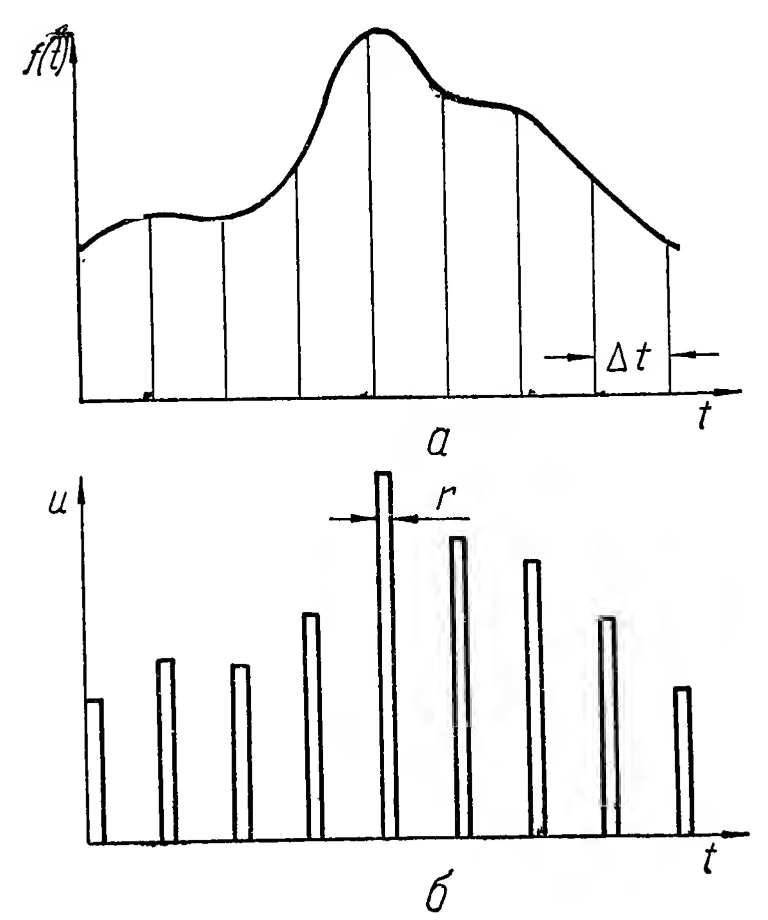


Рис. 4. Непрерывный сигнал и его отображение дискретными сигналами:

а — график непрерывного сигнала; *б* — дискретные сигналы.

Согласно формуле (2-1) интервал между отсчетами не превышает половины периода наиболее высокой частоты спектра функции. Из теоремы Котельникова, называемой также теоремой отсчетов, следует, что если требуется передать непрерывный сигнал с ограниченным спектром, то достаточно передать отдельные мгновенные значения, отсчитанные через промежутки времени $\Delta t \leqslant \frac{1}{2F_c}$ (рис. 4).

Мгновенные значения функции называются отсчетами или дискретами, а операция превращения непрерывной функции в последовательность дискрет-дискретизацией или квантованием по времени. Длительность дискрет τ может быть теоретически сколь угодно малой, а практически выбирается с учетом ширины полосы пропускания канала связи, так как

$$\Delta f = \frac{k}{\tau}, \qquad (2\text{-}2)$$

где Δt — полоса пропускания канала связи;

k — постоянная величина, близкая к единице.

§ 3. КОЛИЧЕСТВО ИНФОРМАЦИИ И ЕЕ МЕРА

С математической точки зрения информация есть функция отношения числа возможных ответов до и после получения сообщения, которая рассматривается вне ее субъективной оценки (независимо от ее ценности для того или другого индивидуума).

Наиболее удобной является логарифмическая функция, поэтому при равновероятных ответах количество информации

$$I = \log \frac{n}{n_c}, \qquad (2\text{-}3)$$

где n — первоначальное число равновероятных ответов; n_c — число ответов после получения сообщения.

Так как $n > n_c$, то информация всегда измеряется положительной величиной. Выбором основания логарифма определяется выбор единицы измерения информации. Наиболее удобен выбор основания логарифма, равного двум. При этом информация измеряется в двоичных единицах (дв. един. или *бит*). Следовательно, при $n = 2$ и $n_c = 1$

$$I = \log_2 n = \log_2 2^* = 1 \text{ дв. един.},$$

что соответствует простейшему выбору из двух равновероятных возможностей.

При передаче по каналу связи некоторой информации, т. е. некоторого количества сведений, особое значение имеет то обстоятельство, что данное частное сообщение выбирается из определенного количества возможных сообщений. Предположим, что общее количество равновероятных сообщений равно n, например, число возможных команд в устройстве телеуправления. Эта величина равна, очевидно, числу объектов управления до получения сообщения. После получения одного сообщения, например, команды управления одним из объектов, ситуация полностью определена. Следовательно, $n_c = 1$ и из выражения (2-3)

$$I = \log n \text{ дв. един/сообщ}^{**}. \qquad (2\text{-}4)$$

---

* В дальнейшем знак log означает двоичный логарифм.

** Слово «сообщ.» в размерности выражения часто опускается или вообще размерность не приводится.

Поскольку вероятность сообщения

$$p = \frac{1}{n},$$

то выражение (2-4) может быть также представлено в виде

$$I = -\log p. \qquad (2\text{-}5)$$

Выбор логарифмической функции обеспечивает аддитивность информации, так как сумма логарифмов величин равна логарифму их произведения. Например, в устройствах телеуправления применяется одноступенчатый и двухступенчатый выбор объектов управления. При одноступенчатом выборе объекты управления выбираются непосредственно при помощи одной команды. При двухступенчатом выборе все объекты разделяются на группы и вначале выбирается группа, а затем объект в данной группе. Если общее количество объектов одинаково в обоих случаях, то из свойства аддитивности информации следует, что при выборе одного из объектов количество передаваемой информации также будет одинаковым.

Предположим, что число объектов равно $N_{об}$, тогда при равной вероятности выбора любого из них, в соответствии с выражением (2-4), количество передаваемой информации при непосредственном выборе

$$I_1 = \log N_{об},$$

а при двухступенчатом групповом выборе

$$I_2 = \log N_{гр} + \log N'_{об} = \log N_{гр} N'_{об},$$

где $N_{об}$ — общее количество объектов управления; $N_{гр}$ и $N'_{об}$ — количество групп и объектов в них. Так как по условию $N_{об} = N_{гр} N'_{об}$, то $I_1 = I_2$, что и следует из свойства аддитивности информации.

В общем случае неравновероятных сообщений выражение для количества информации усложняется, так как необходимо учитывать вероятности выбора того или иного сообщения. По правилам теории вероятности среднее количество информации, приходящееся на одно сообщение, в этом случае определяется как математическое ожидание величины информации. Как известно, математическим ожиданием случайной величины называется сумма произведений всех возможных значений случайной величины на вероятность этих значений. Так как эти возможные значения для

информации определяются из выражения (2-5) при различных вероятностях событий $p_1, p_2, \ldots, p_n$, то среднее количество информации, приходящееся на одно сообщение,

$$H = -\sum_{i=1}^{n} p_i \log p_i \text{ дв. един/сообщ.} \qquad (2\text{-}6)$$

Все p_i связаны между собой соотношением

$$\sum_{i=1}^{n} p_i = 1,$$

причем $1 > p_i \geqslant 0$.

Выражение (2-4) можно получить из общей формулы (2-6) при $p_i = \frac{1}{n}$

$$H_{\max} = -\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{n} \log \frac{1}{n} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} \log n = \log n.$$

В этом случае величина H максимальна. Когда $n = 2$, то $H_{\max} = 1$.

Применительно к технике телеуправления выражение (2-6) также можно получить из следующих простых соображений. Предположим, что для образования сигнала (кода) используются импульсы, имеющие импульсные признаки (качества) K_1 и K_2, причем вероятность появления импульса, имеющего качество K_1, равна p_1, а K_2 — равна p_2. Зададимся числом импульсов в коде, равным N. Тогда можно утверждать, что при $N \to \infty$ любая кодовая комбинация будет содержать $p_1 N$ импульсов, имеющих качество K_1 и $p_2 N$ импульсов, имеющих качество K_2.

Одна кодовая комбинация отличается от другой порядком следования импульсов с качеством K_1 или K_2. Тогда в соответствии с теоремой о совмещении независимых событий вероятность появления определенного порядка следования импульсов с качеством K_1 будет $p_1^{p_1 N}$, с качеством K_2 — $p_2^{p_2 N}$, а вероятность появления любой комбинации кода

$$p = p_1^{p_1 N} p_2^{p_2 N}.$$

Количество различных кодовых комбинаций

$$M = \frac{1}{p}.$$

Количество информации, полученной при передаче одной кодовой комбинации, из выражения (2-4) равно $\log M$, а количество информации, приходящееся на один импульс,

$$H = \frac{1}{N}\log M = -\frac{1}{N}\log p = -\frac{1}{N}(Np_1 \log p_1 + Np_2 \log p_2) =$$
$$= -(p_1 \log p_1 + p_2 \log p_2) \text{ дв. един/импульс.}$$

В том случае, когда используется n импульсов с различными качественными признаками, вероятность появления которых $p_1, p_2, \ldots, p_n$, аналогично получаем общую формулу

$$H = -\sum_{i=1}^{n} p_i \log p_i \text{ дв. един/импульс.}$$

В данном случае получение импульса рассматривается как сообщение.

Неопределенность существует в полной мере только до получения сообщения. После получения его неопределенность исчезает, так как мы получаем определенную информацию, величина которой зависит от первоначальной неопределенности. Чем больше была первоначальная неопределенность, тем больше должна быть получаемая информация.

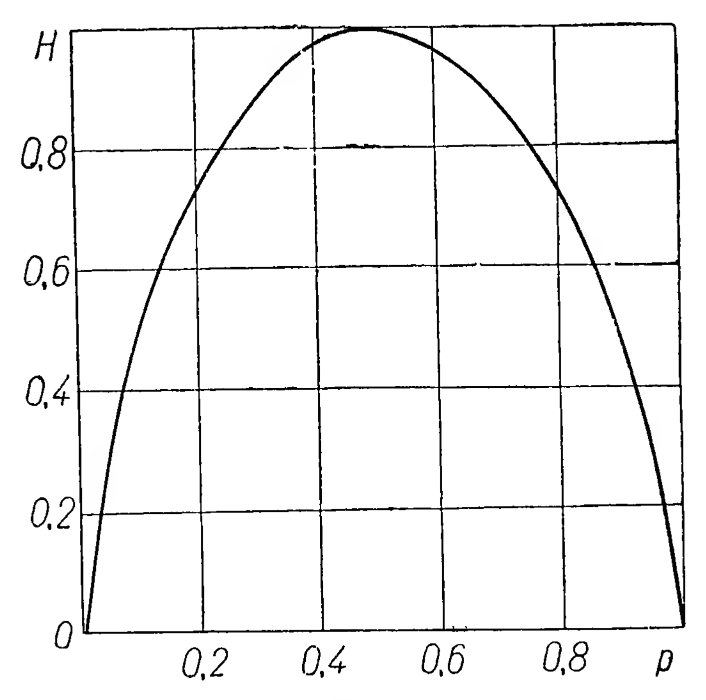


Рис. 5. Кривая зависимости энтропии H вероятности p.

Следовательно, среднее количество информации H, определяющее степень неопределенности, существующей до получения сообщения, также является удобной мерой для оценки количества получаемой информации, соответствующей данному сообщению.

Выражение (2-6) для H соответствует формуле энтропии термодинамической системы, вследствие чего величину H также называют *энтропией*, под которой понимают меру недостающей информации, или энтропией источника сообщения, под которой понимают способность отдачи информации источником сообщений.

На рис. 5 приведена кривая зависимости энтропии H от вероятности p при $n = 2$ (два возможных события),

когда p изменяется от 0 до 1. В этом случае H определяется из выражения

$$H = -(p \log p + q \log q), \qquad (2\text{-}7)$$

где p — вероятность первого сообщения; $q = p - 1$ — вероятность второго сообщения.

Как видно из рис. 5 энтропия достигает максимума ($H_{\max}=1$) при равенстве вероятностей событий $p_1 = p_2 = 0{,}5$ и стремится к нулю по мере приближения к единице вероятности одного из событий. При $p_1 = p_2 = 0{,}5$ неопределенность наибольшая, а при $p_1 = 0{,}99$ и $p_2 = 0{,}01$ она значительно меньше (соответственно уменьшается и H).

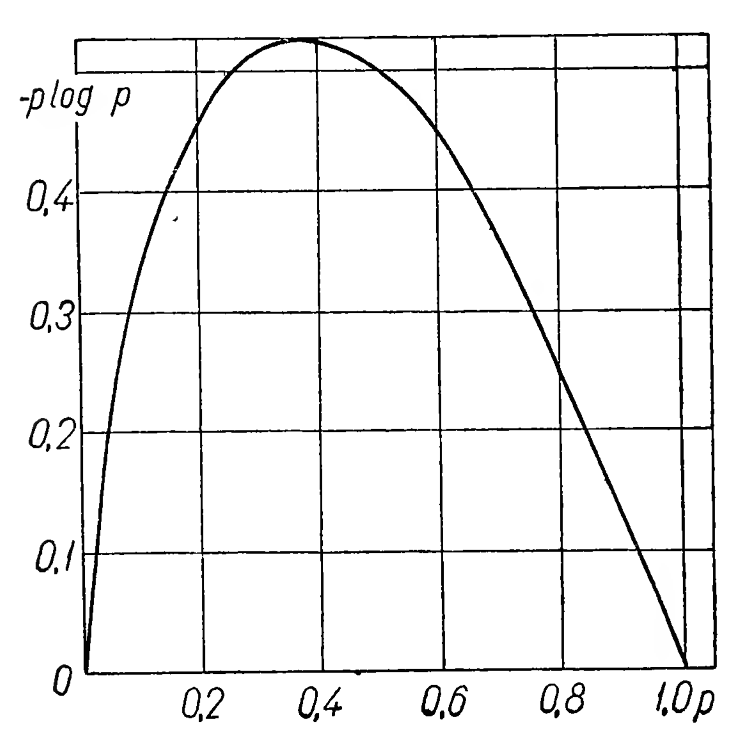


Рис. 6. Кривая зависимости величины $-p \log p$ от вероятности p.

В случае опыта с n возможными исходами с вероятностями $p_1, p_2, \ldots, p_n$ энтропия задается выражением

$$H = -p_1 \log p_1 - p_2 \log p_2 - \cdots - p_n \log p_n. \qquad (2\text{-}8)$$

Эта функция достигает наибольшего значения (равного $\log n$) при

$$p_1 = p_2 = p_3 = \cdots = p_n = \frac{1}{n}.$$

Чтобы представить характер зависимости (2-8) от отдельных вероятностей, рассмотрим график функции $-p \log p$ при $0 < p < 1$. Из рис. 6 видно, что при $p < 0{,}1$ величина $-p \log p$ растет очень быстро, поэтому в этой области сравнительно небольшому уменьшению вероятности p_i (где $i=1, 2\ldots, n-1$ или n) отвечает значительное уменьшение соответствующего слагаемого $p_i \log p_i$ в выражении (2-8). Это приводит к тому, что обычно слагаемые $-p_i \log p_i$, отвечающие очень малым значениям вероятности p_i, вносят намного меньший вклад в выражение (2-8), чем прочие члены, так что при вычислении энтропии сравнительно маловероятные исходы часто можно опустить.

Наоборот, в области между $p = 0{,}2$ и $p = 0{,}6$ функция $-p \log p$ принимает наибольшие значения и изменяется сравнительно плавно; поэтому в этой области даже

Таблица 1

Вероятности опытов

Цвет вынутого шара		
Черный	Белый	Красный
Вероятность для первого опыта		
$\frac{40}{45} = \frac{8}{9}$	$\frac{4}{45}$	$\frac{1}{45}$
Вероятность для второго опыта		
$\frac{20}{45} = \frac{4}{9}$	$\frac{20}{45} = \frac{4}{9}$	$\frac{5}{45} = \frac{1}{9}$

довольно значительное изменение вероятностей p_i сравнительно мало отражается на величине энтропии.

В области $p > 0{,}8$ функция $-p \log p$ изменяется также весьма значительно.

Рассмотрим следующий пример. Имеются две урны, содержащие по 45 шаров: 1-я — 40 черных, 4 белых, 1 красный; 2-я — 20 черных, 20 белых, 5 красных.

Из каждой урны берут по одному шару. Определим, исход какого из этих двух опытов следует считать наиболее неопределенным.

Значения вероятностей для соответствующих опытов сведены в табл. 1.

Энтропия первого опыта равна

$$H_1 = -\frac{8}{9}\log\frac{8}{9} - \frac{4}{45}\log\frac{4}{45} - \frac{1}{45}\log\frac{1}{45} \cong 0{,}15 + 0{,}31 + 0{,}12 = \\ = 0{,}58 \text{ дв. един.,}$$

а второго

$$H_2 = -\frac{4}{9}\log\frac{4}{9} - \frac{4}{9}\log\frac{4}{9} - \frac{1}{9}\log\frac{1}{9} \cong 0{,}52 + 0{,}52 + 0{,}37 = \\ = 1{,}41 \text{ дв. един.}$$

Следовательно, неопределенность первого опыта значительно меньшая, чем второго, так как имеются наибольшие основания предполагать, что в результате первого опыта будет вынут черный шар. Если количество шаров разного цвета в одной из урн сделать одинаковым, то в этом случае неопределенность будет максимальной

$$H_{max} = \log n = \log 3 = 1{,}58 \text{ дв. един.}$$

Вычисленные значения энтропии при неравновероятных событиях следует понимать только как средние значения информации на один опыт, к которым стремится H при беспредельном увеличении числа опытов.

§ 4. ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ БЕЗ ПОМЕХ

Рассмотрим каналы связи для передачи дискретных сигналов, не подверженных действию помех. Предполагается также, что в канале отсутствуют искажения. На первый взгляд эта лишенная практического значения постановка вопроса позволяет учесть статистическую структуру сообщения, а затем перейти к рассмотрению канала связи при наличии помех.

Канал связи для передачи дискретных сигналов, называемый также *дискретным каналом связи* [52], со статической точки зрения приспособлен только для передачи последовательностей наборов из конечного ряда элементарных символов $S_1, S_2, \ldots, S_j, \ldots, S_n$ с длительностями $t_1, t_2, \ldots, t_j, \ldots, t_n$ *сек*. Предполагается, что символы S_j полностью независимы между собой и определены так, что между ними отсутствует какая-либо корреляция. Физическая природа символов игнорируется, учитывается только их длительность, причем отдельные символы могут иметь одинаковую длительность.

Предполагается, что произвольная последовательность символов способна представлять некоторое сообщение. Полная длительность сообщения T *сек* равна сумме длительностей t_j отдельных символов, составляющих сообщение.

Обозначим через $N(T)$ число отдельных сообщений длительностью T (допустимых для данного канала связи), различающихся между собой выбором элементарных символов и порядком их размещения. Так как все сообщения рассматриваются как равновероятные, то при выборе одного из них получаем информацию

$$H = \log N(T) \text{ дв. един.}$$

Скорость, с которой информация передается по каналу, равна $\frac{H}{T}$. Эта скорость меняется с изменением общей длительности T. Например, при увеличении числа символов в одном сообщении увеличивается H и T, но в общем случае не в одинаковой степени.

При неограниченном возрастании T во всех практических случаях скорость, с которой информация передается по каналу связи, стремится к пределу. Этим пределом, как

показано в работе [39], является *пропускная способность дискретного канала связи*

$$C = \lim_{T \to \infty} \frac{\log N(T)}{T} \text{ дв. един/сек.} \quad (2\text{-}9)$$

В соответствии с этим выражением под пропускной способностью дискретного канала связи понимается максимальное количество двоичных единиц, которое данная система связи может передавать за одну секунду. Выражение (2-9) показывает верхний предел скорости передачи C в *дв. един/сек*, который может быть достигнут только при оптимальном кодировании.

Скорость передачи сообщений. Если канал связи имеет пропускную способность C *дв. един/сек*, а источник сообщений имеет энтропию H дв. един. на символ сообщения или знак, то наилучшая система кодирования (оптимальная) позволит использовать канал со скоростью

$$v = \frac{C}{H} \text{ знак/сек.} \quad (2\text{-}10)$$

Передача со средней скоростью, большей $\frac{C}{H}$, невозможна. При одинаковой вероятности появления знаков энтропия источника сообщений будет иметь максимальное значение $H_{\max}$. Если вероятность появления знаков не одинакова, то энтропия уменьшается, и скорость передачи может быть увеличена. Из выражения (2-10) следует, что

$$C = vH. \quad (2\text{-}11)$$

При передаче символов сообщения комбинациями кода общее количество кодовых комбинаций M должно быть равно числу различных символов сообщения. Если все символы равновероятны, то энтропия источника сообщений

$$H = \log M$$

и выражение (2-11) будет иметь следующий вид:

$$C = v \log M, \quad (2\text{-}12)$$

где v — количество комбинаций кода, передаваемых за 1 *сек*. Так как

$$v = \frac{1}{T},$$

где T — длительность одной комбинации кода, *сек*, то выражение (2-12) также может быть представлено в виде

$$C = \frac{\log M}{T}. \tag{2-13}$$

При использовании комплектного кода на все сочетания

$$M = K^n, \tag{2-14}$$

где K — основание кода, равное числу используемых импульсных признаков;

n — количество элементов кода, которое для комплектного кода постоянно.

Из выражений (2-12) и (2-14) получаем выражение для пропускной способности дискретного канала связи при использовании комплектного кода на все сочетания

$$C = vn \log K = v_1 \log K, \tag{2-15}$$

где $v_1 = vn$ — количество элементов кода, передаваемых за 1 *сек*. Если длительность элементов кода различна, то определяется средняя величина v_1. В частном случае двоичного кода $K = 2$, следовательно,

$$C = v_1. \tag{2-16}$$

При определении v_1 должны учитываться только элементы кода, несущие информацию. Например, в телеграфии используется стартстопный двоичный код, каждая кодовая комбинация которого начинается пусковой посылкой — длительностью 20 *мсек* и заканчивается стоповой посылкой — длительностью 30 *мсек*. Сама кодовая комбинация состоит из пяти посылок — длительностью по 20 *мсек*, которые паузами не разделяются. Элементами, несущими информацию, являются только посылки кодовой комбинации. Наличие пусковой и стоповой посылок снижают пропускную способность телеграфного канала связи

$$C = v_1 = \frac{1}{\tau_к + \frac{\tau_п + \tau_с}{n}}, \tag{2-17}$$

где $\tau_к$, $\tau_п$, $\tau_с$ — длительности кодовых, пусковых и стоповых посылок, соответственно.

Так как количество элементов кода $n = 5$, то

$$C = \frac{1}{0{,}02 + \frac{0{,}02 + 0{,}03}{5}} = \frac{1}{0{,}03} = 33{,}3 \text{ дв. един/сек.}$$

Эта же величина может быть получена непосредственно из выражения (2-13), так как $M = 32$ и $T = 0{,}15$ *сек*. Если исключить пусковую и стоповую посылки, то пропускная способность может быть повышена. В этом случае

$$C' = \frac{1}{\tau_к} \text{ дв. един/сек.} \quad (2\text{-}18)$$

Следовательно,

$$C' = \frac{1}{0{,}02} = 50 \text{ дв./един/сек} = 50 \text{ бод.},$$

так как для дискретных каналов связи принято величину $\frac{1}{\tau_к}$, равную количеству посылок, передаваемых за 1 *сек*, выражать в бодах.

Следует отметить, что в существующих системах передачи телеграфных сообщений пусковая и стоповые посылки не могут быть исключены, так как они обеспечивают синфазную работу телеграфных аппаратов, независимо от возможных искажений кодовой комбинации при передаче по каналу связи.

Сравнение методов передачи информации принято производить по *относительной скорости передачи*

$$R_F = \frac{C}{F}, \quad (2\text{-}19)$$

где F — полоса частот, занимаемая в канале связи.

С учетом выражения (2-13) получаем [20]

$$R_F = \frac{\log M}{TF}. \quad (2\text{-}20)$$

§ 5. ИЗБЫТОЧНОСТЬ ИСТОЧНИКА СООБЩЕНИЙ И ОПТИМАЛЬНОЕ КОДИРОВАНИЕ

Избыточностью источника сообщений называют величину

$$r = 1 - \frac{H}{H_{max}}, \quad (2\text{-}21)$$

где H — энтропия источника сообщений;

H_{max} — энтропия, максимально возможная при данном алфавите источника сообщений, определяемая при равной вероятности появления символов.

Этот параметр характеризует относительное количество лишней информации, которая определяется структурой источника сообщений и известна уже на приемном конце из статистических данных. Величину $\frac{H}{H_{max}}$ принято называть *коэффициентом сжатия*.

Причинами избыточности могут являться неодинаковые вероятности символов сообщения и наличие вероятностных связей между ними.

Например, известно, что в любом общепринятом языке вероятность использования букв неодинакова. Кроме того, каждый язык имеет свои особенности в отношении частоты появления двух-, трех- и многобуквенных сочетаний. Следовательно, для общепринятых языков энтропия имеет значение, меньшее максимального, что должно учитываться при построении оптимальных телеграфных кодов (например, установлено, что избыточность русского и английского языков превышает 0,5).

Двоичный код будет оптимальным, если среднее число двоичных знаков на один символ передаваемого сообщения будет соответствовать энтропии источника сообщений. Практический результат оптимального кодирования заключается в том, что наиболее часто появляющимся символам сообщения придается наикратчайшая кодовая комбинация, а редко появляющимся — самая длинная. В результате достигается сокращение общего времени передачи совокупности символов.

Рассмотрим следующий простой пример. Предположим, что источник сообщений создает последовательность букв, выбранных из набора букв А, В, С, Д с вероятностями $^1/_2$, $^1/_4$, $^1/_8$, $^1/_8$, причем очередная буква выбирается независимо. Энтропия такого источника

$$H = -\left(\frac{1}{2}\log\frac{1}{2} + \frac{1}{4}\log\frac{1}{4} + \frac{2}{8}\log\frac{1}{8}\right) = \frac{7}{4} \text{ дв. един/буква.}$$

Максимальное значение энтропии для четырехбуквенного алфавита

$$H_{max} = \log 4 = 2 \text{ дв. един/буква,}$$

следовательно, коэффициент сжатия

$$\frac{H}{H_{max}} = \frac{7}{8} = 0{,}875,$$

а избыточность $r = 1 - 0{,}875 = 0{,}125$.
В данном случае оптимальным будет код, комбинации которого представлены в табл. 2.

Таблица 2

Построение оптимального кода при неравновероятных символах

Символ (буква)	Вероятность появления p_i	Кодовая комбинация	Число дв. знаков n_i	$n_i p_i$	Сечения
А	$\frac{1}{2}$	0	1	$\frac{1}{2}$	I
Б	$\frac{1}{4}$	10	2	$\frac{1}{2}$	II
С	$\frac{1}{8}$	110	3	$\frac{3}{8}$	III
Д	$\frac{1}{8}$	111	3	$\frac{3}{8}$	

Для построения оптимального кода применяется способ равновероятных сечений. Все символы (буквы) записываются в порядке убывающей вероятности (табл. 2). Затем записанная последовательность разделяется горизонтальной чертой на две группы так, чтобы сумма вероятностей символов в каждой группе по возможности была одинаковой. Символы верхней группы обозначаются первой цифрой кода 0, а нижней — цифрой 1. Далее каждая группа разделяется аналогично на две подгруппы и символы верхней подгруппы обозначаются второй цифрой кода 0, а нижней — цифрой 1. Процесс деления на подгруппы продолжается до тех пор, пока в каждой подгруппе останется только один символ. Этот код отвечает требованию неприводимости, так как более короткие кодовые комбинации не являются начальными частями более длинных комбинаций. Следовательно, переданные последовательности могут быть однозначно декодированы. Например, последовательность

0100101100111

будет декодирована так:

АБАБСАД.

Среднее количество двоичных знаков на одну букву равно математическому ожиданию

$$n_{\text{ср}} = \sum_{i=1}^{n} n_i p_i = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{6}{8} = \frac{7}{4} \text{ дв. знаков/буква.}$$

Сравнивая величину H и $n_{\text{ср}}$, можно заключить, что выбранный код действительно является оптимальным.

Следует отметить, что избыточность источника сообщений является нежелательной только в каналах, не подверженных действию помех, а при наличии помех избыточность является надежным средством повышения помехоустойчивости передачи сообщений. Известно, например, что коррекция телеграфных сообщений обеспечивается избыточностью языка. Оптимальное кодирование не обеспечивает, как правило, необходимую помехоустойчивость передачи, которая получается ниже, чем при неоптимальном кодировании.

Таблица 3

Применение оптимального некомплектного и комплектного кодов

Последовательности	Применение оптимального некомплектного кода	Применение комплектного кода
Первоначальная последовательность букв	АБСА	АБСА
Переданная последовательность знаков кода	0101100	00011000
Принятая последовательность знаков кода	011100	0001000
Принятая последовательность букв . .	АДАА	А СА

В табл. 3 показано, к чему может привести единичное искажение последовательности знаков кода при передаче для двух вариантов кода — оптимального некомплектного (табл. 2) и комплектного кода, при котором все буквы, независимо от вероятности появления, передаются двумя знаками (А—00, Б—01, С—10, Д—11). Как видно из табл. 3, подавление одного знака (пятого) приводит

при оптимальном кодировании к ложному приему двух букв, а при использовании комплектного кода — только к пропуску одной буквы. Для повышения помехоустойчивости передачи после оптимального кодирования в сигнал рекомендуется вводить избыточность. В этом случае могут применяться коды с обнаружением и исправлением искажений. Если вероятности появления символов сообщения значительно отличаются между собой, то в итоге пропускная способность канала связи может быть повышена. Такое положение имеется, например, при передаче буквенного текста (частота появления буквы О в русском языке равна 0,09, а буквы Ф — 0,002). Однако до настоящего времени оптимальное кодирование при передаче телеграмм не применяется, вследствие сложности аппаратурного выполнения.

§ 6. ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ

Действие помех удобнее всего характеризовать уменьшением пропускной способности канала связи, так как часть сообщений искажается. При наличии помех вследствие появления элемента неоднозначности фактическое количество правильно принятых сообщений при той же скорости передачи v уменьшается.

В соответствии с выражением (2-11) пропускная способность канала связи в данном случае определяется по формуле

$$C_{п} = v\,[H(x) - H_y(x)] \text{ дв. един/сек}, \qquad (2\text{-}22)$$

где $H(x)$ — энтропия источника сообщений;

$H_y(x)$ — условная энтропия, которая численно характеризует неопределенность принятого сигнала вследствие действия помех.

Вследствие неоднозначности $H_y(x)$ количество информации, которое фактически передается по каналу связи, уменьшается.

Предположим, что по каналу связи передаются последовательности из двух возможных сигналов 0 и 1 с равными вероятностями появления $p_0 = p_1 = \frac{1}{2}$.

Поскольку вероятность появления сигналов 0 и 1 одинакова, энтропия источника сообщений максимальна и равна

$$H(x)=1 \text{ дв. един/знак.}$$

Следовательно, согласно выражению (2-10) скорость передачи

$$v=\frac{C}{H(x)}=\frac{C}{1}=C \textit{ знак/сек.} \qquad (2\text{-}23)$$

Действие помех проявляется в том, что из n переданных сигналов в среднем один принимается неправильно, т. е. вместо 1 принимается 0 и наоборот. Следовательно, вероятность искажений (переходов) равна $p=\frac{1}{n}$. Эта величина характеризует интенсивность помех.

Выясним, насколько действие помех понижает пропускную способность канала связи. Если был принят нуль, то вероятность того, что был передан нуль, равна $1-p=1-\frac{1}{n}$, а вероятность того, что была передана единица, равна $p=\frac{1}{n}$. Если же была принята единица, то вероятность того, что был передан нуль, равна $p=\frac{1}{n}$, а вероятность того, что была передана единица, равна $1-p=1-\frac{1}{n}$.

На основании выражения (2-7) находим значение $H_y(x)$

$$H_y(x)=-\left[\left(1-\frac{1}{n}\right)\log\left(1-\frac{1}{n}\right)+\frac{1}{n}\log\frac{1}{n}\right],$$

или после преобразований

$$H_y(x)=\frac{1}{n}\left[(n-1)\log\frac{n}{n-1}+\log n\right] \text{ дв. един/знак.}$$

Следовательно, в данном случае пропускная способность дискретного канала связи при наличии помех на основании уравнения (2-22)

$$C_{\text{п}}=C\left\{1-\frac{1}{n}\left[(n-1)\log\frac{n}{n-1}+\log n\right]\right\}.$$

Если принять $n=100$ (при этом вероятность искажений $p=0{,}01$), то

$$C_{\text{п}}=C\left[1-0{,}01\left(99\log\frac{100}{99}+\log 100\right)\right]=$$
$$=C(1-0{,}081)=0{,}919C.$$

С увеличением $H_y(x)$ пропускная способность дискретного канала связи уменьшается в еще большей степени. В том случае, когда при передаче какого-то знака вследствие действия помех равновероятен прием как нуля, так и единицы, пропускная способность, как и следовало ожидать, равна нулю. Кривая зависимости относительной пропускной способности двоичного канала связи $\frac{C_п}{C}$ от вероятности искажений p приведена на рис. 7.

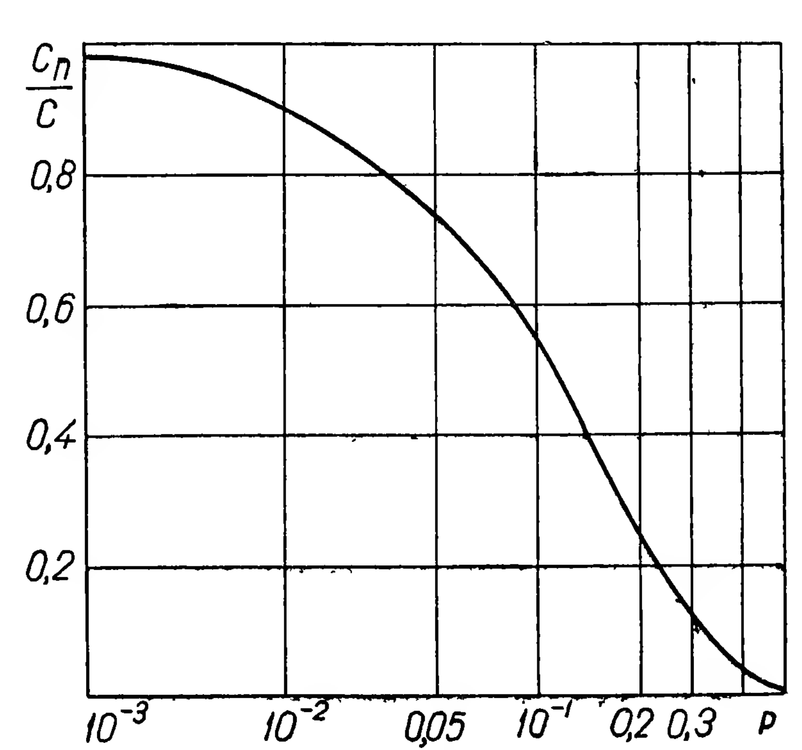


Рис. 7. Кривая зависимости относительной пропускной способности двоичного канала связи $\frac{C_п}{C}$ от вероятности искажения p.

Защита от действия помех достигается введением в код некоторой избыточности, уменьшающей влияние помех.

Пропускная способность непрерывного канала связи. Пропускная способность канала связи для передачи непрерывных сигналов при наличии помех

$$C = F \log\left(1 + \frac{P_с}{P_п}\right) \textit{дв. един/сек}, \qquad (2\text{-}24)$$

где F — полоса частот канала;

$P_с$ и $P_п$ — средняя мощность сигнала и помехи (с равномерным частотным спектром).

Из формулы (2-24) следует, что с увеличением отношения $\frac{P_с}{P_п}$ пропускная способность C увеличивается.

Если $\frac{P_с}{P_п} \gg 1$, то формула (2-24) принимает более простой вид

$$C \cong F \log \frac{P_с}{P_п} \quad \textit{дв. един/сек}. \qquad (2\text{-}25)$$

Уравнения (2-24) и (2-25) выражают максимальную величину пропускной способности канала связи, которая достигается только при оптимальном кодировании.

Канал связи имеет конечную пропускную способность даже в тех случаях, когда средняя мощность сигнала оказывается значительно ниже средней мощности помех.

При $P_с \ll P_п$ выражение (2-24) упрощается. Так как при малых α

$$e^{\alpha} \cong 1 + \alpha,$$

то полагая $\frac{P_с}{P_п} = \alpha$,

получаем

$$C = F \log e^{\frac{P_с}{P_п}} = \frac{P_с F}{P_п} \log e = 1{,}44 \frac{P_с F}{P_п} \text{ дв. един/сек.} \quad (2\text{-}26)$$

Выражение (2-24) для пропускной способности непрерывного канала связи может быть также представлено в другом виде. Если обозначить

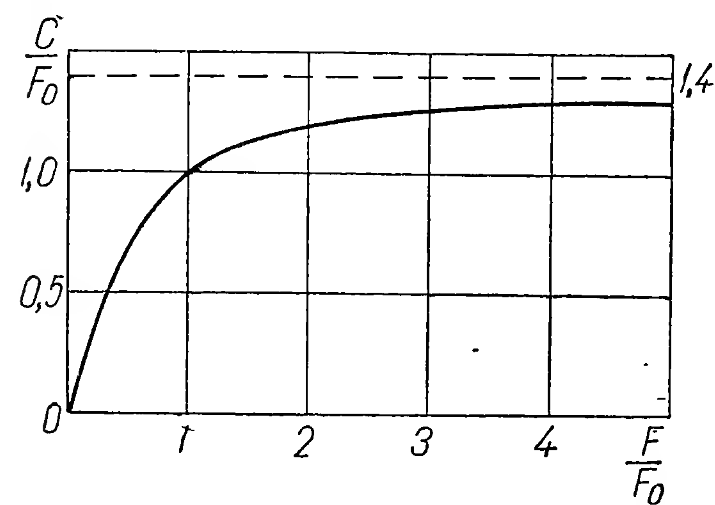


Рис. 8. Кривая зависимости пропускной способности канала связи, отнесенной к полосе F_0, от относительной полосы пропускания $\frac{F}{F_0}$.

$$\frac{P_с}{P_0} = F_0,$$

где P_0 — мощность помех в полосе 1 *гц*;

F_0 — полоса пропускания канала, при которой мощность помех равна мощности сигнала.

Если учесть, что мощность помех пропорциональна полосе пропускания канала

$$P_п = P_0 F,$$

то

$$C = F \log\left(1 + \frac{F_0}{F}\right)$$

или

$$\frac{C}{F_0} = \frac{F}{F_0} \log\left(1 + \frac{F_0}{F}\right).$$

На рис. 8 приведена зависимость величины $\frac{C}{F_0}$, выраженной в двоичных единицах, от отношения $\frac{F}{F_0}$. Из этого рисунка видно, что при увеличении полосы пропускания канала

связи, его пропускная способность при данном F_0 значительно возрастает до точки, где

$$\frac{F}{F_0} = 1$$

и, следовательно, средняя мощность помех равна средней мощности сигнала

$$\frac{P_с}{P_п} = 1.$$

При дальнейшем увеличении $\frac{F}{F_0}$ величина $\frac{C}{F_0}$ возрастает значительно медленнее, асимптотически приближаясь к величине $\log e = 1{,}44$, как это следует из выражения (2-26).

§ 7. ОБЪЕМ СИГНАЛА И ЕМКОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ

Сигнал имеет определенную длительность ($T_с$), ширину полосы спектра частот ($F_с$), а также характеризуется определенным превышением средней мощности ($P_с$) к средней мощности помех ($P_п$). В соответствии с выражением (2-25) превышение принято определять

$$h_с = \log \frac{P_с}{P_п}. \qquad (2\text{-}27)$$

Произведение этих характеристик сигнала принято называть *объемом сигнала*

$$V_с = T_с F_с \log \frac{P_с}{P_п} = T_с F_с h_с. \qquad (2\text{-}28)$$

Чтобы уменьшить объем сигнала, ширину его спектра $F_с$ стремятся максимально ограничить, но так, чтобы получаемые при этом искажения сигнала не превышали допустимых. Например, при передаче разговорной речи ограничиваются полосой частот 300—3000 *гц*, хотя в ней имеются частоты значительно выше 3000 и ниже 300 *гц*.

Канал связи можно охарактеризовать определенной *емкостью*

$$V_к = T_к F_к \log \frac{P_к}{P_п} = T_к F_к h_к, \qquad (2\text{-}29)$$

где $T_к$ — время, на которое канал связи предоставляется для передачи;

$F_к$ — полоса частот, пропускаемая каналом связи;

$P_к$ и $P_п$ — максимальная мощность сигнала, которую может пропустить канал, и мощность помех в канале связи.

Для передачи данного сигнала по каналу связи необходимо, чтобы объем сигнала умещался в емкости канала связи

$$V_к \geqslant V_с. \tag{2-30}$$

Если при этом не выполняются дополнительные условия

$$F_к \geqslant F_с; \quad T_к \geqslant T_с; \quad \log\frac{P_к}{P_п} \geqslant \log\frac{P_с}{P_п},$$

то необходимо осуществить преобразование сигнала.

Особенно просто выполняется преобразование полосы частот и длительности сигнала при неизменном произведении FT из выражения

$$F_с' = \frac{F_с T_с}{T_с'}, \tag{2-31}$$

где $F_с'$ и $T_с'$ — новые значения F и T.

Например, если сигнал имеет $F_с = 200$ *гц* и $T_с = 0{,}5$ *сек*, а канал связи $F_к = 100$ *гц* и $T_к = 2$ *сек*, то для согласования полосы частот необходимо длительность сигнала увеличить минимум в 2 раза ($T_с' = 1$ *сек*). Тогда

$$F_с' = \frac{F_с T_с}{T_с'} = \frac{200 \cdot 0{,}5}{1} = 100 \text{ гц}.$$

Возможно также преобразование полосы частот и превышения сигнала при неизменном произведении $F_с h_с$. Так как мощность помех может считаться заданной, то

$$F_с' \log\frac{P_с'}{P_п} = F_с \log\frac{P_с}{P_п}.$$

Вводя обозначение $F_с = nF_с'$, получаем

$$\log\frac{P_с'}{P_п} = n\log\frac{P_с}{P_п}$$

или

$$\frac{P_с'}{P_п} = \left(\frac{P_с}{P_п}\right)^n = \frac{P_с}{P_п}\left(\frac{P_с}{P_п}\right)^{n-1}. \tag{2-32}$$

Следовательно, при уменьшении полосы частот в n раз средняя мощность сигнала $P_с$ должна увеличиваться в $\left(\frac{P_с}{P_п}\right)^{n-1}$ раз и наоборот. Например, при уменьшении полосы частот в два раза ($n = 2$) необходимо $P_с$ увеличить в $\left(\frac{P_с}{P_п}\right)$ раз. Аналогичные соотношения получаются и при рассмотрении произведения $T_с h_с$.

Объем сигнала с емкостью канала связи можно согласовать одновременным изменением любых характеристик сигнала. Кроме того, на практике часто производится преобразование сигнала без изменения его объема, но со сдвигом во времени или по оси частот. Сдвиг во времени осуществляется с помощью линии задержки или записью на ленте, а смещение по частоте — при модуляции несущей частоты сигналом.

Глава третья

КАНАЛЫ СВЯЗИ В ТЕЛЕМЕХАНИКЕ

§ 1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Канал связи является основным звеном любой системы связи и телемеханики, при помощи которого осуществляется передача информации на значительные расстояния.

Под каналом связи понимается совокупность технических средств, предназначенных для передачи информации от одного источника сообщений.

Каналы связи образуются на линиях связи, представляющих собой среду, в которой распространяются сигналы от передатчика к приемнику. Следовательно, техническими средствами, образующими каналы связи, являются линия связи и аппаратура связи (передатчики и приемники).

Линии и каналы связи делятся на электрические и неэлектрические (оптические, акустические, гидравлические и пневматические). В телемеханике, как и в технике связи, преимущественно используются электрические каналы связи, передача сообщений по которым производится путем посылки электрических сигналов или электромагнитных колебаний радиотехнического диапазона.

В наиболее простых случаях в качестве каналов связи используются проводные линии (физические каналы), кабельные или воздушные без специальной их обработки. При этом понятия канал и линия совпадают.

При передаче информации на значительные расстояния от большого количества источников сообщений линии связи используются многократно путем разделения отдельных каналов связи по частоте или во времени (частотное и временное разделение каналов). В этом случае информация в отдельных каналах передается параллельно на различных частотах или последовательно во времени.

Каналы, по которым сигналы передаются только в одном направлении, называются односторонними, или симплексными. Такие каналы используются при телеграфировании, передаче телевизионных сигналов, а также передаче сигналов телемеханики и цифровой автоматики (передаче данных). Каналы, по которым сигналы могут передаваться в обоих направлениях, называются двухсторонними. В этих каналах сигналы в обе стороны могут передаваться попеременно или одновременно. Попеременная передача сигналов осуществляется в радиотелефонной и радиотелеграфной связи, а также в обычной телефонной связи по проводным линиям. Попеременная передача сигналов *ТУ* и *ТС* по одному каналу связи также применяется во многих устройствах *ТУ—ТС*.

Если сигналы в обе стороны передаются одновременно, то такой канал связи называется дуплексным. Дуплексные каналы связи используются в специальных системах телеграфирования и в некоторых бесконтактных системах *ТУ—ТС*. В зависимости от того, на каких линиях связи образуются каналы связи, различают каналы связи по линиям связи (воздушные и кабельные), каналы связи по линиям электропередачи (*ЛЭП*), радиоканалы на *УКВ*.

В зависимости от назначения различают следующие каналы связи: телефонные и телеграфные, телевизионные, каналы телемеханики, каналы связи для передачи данных (цифровой производственно-технической и экономической информации). Общим требованием к каналам связи является обеспечение максимальной скорости передачи информации при минимальных искажениях, вызываемых неисправностями аппаратуры и действием помех. При передаче сигналов телемеханических устройств используются те же методы, что и при передаче сигналов телефонно-телеграфной связи, а также преимущественно общие линии связи и сходная аппаратура.

§ 2. СПЕКТР ЧАСТОТ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ

Спектр частот, используемых для передачи сигналов, делится на ряд диапазонов:

а) от 0 до 300 *гц* — подтональный диапазон, используемый для передачи телеграфных сигналов и сигналов мед-

ленно-действующих устройств *ТУ—ТС* и некоторых устройств *ТИ*;

б) от 300 до 3,4 *кгц* — тональный диапазон, используемый для телефонирования, тонального телеграфирования и передачи сигналов телемеханики;

в) от 3,5 до 6 *кгц* — надтональный диапазон, используемый для фототелеграфирования, телеграфирования и передачи сигналов телемеханики;

г) выше 6 *кгц* — каналы высокочастотного телефонирования и телемеханики.

Максимальное значение частоты передачи определяется в зависимости от типа линии связи. Экономический расчет показывает, что передача токами более высоких частот нецелесообразна, так как вследствие резкого увеличения затухания цепи, требуется частая установка промежуточных усилителей.

Для воздушных линий связи со стальными проводами максимальное значение частоты передачи выбирается 10—30 *кгц*, а для медных проводов — до 150 *кгц*. В последнем случае токи более высоких частот не используются из-за помех, создаваемых радиостанциями, работающими на частотах выше 150 *кгц*.

Воздушные высоковольтные линии электропередачи (*ЛЭП*) используются в диапазоне 50—500 *кгц*. Влияние радиостанций в данном случае устраняется за счет повышения уровня передачи и соответствующего выбора несущих частот. Симметричные кабельные линии связи уплотняются в диапазоне частот до 800 *кгц*, а коаксиальные кабели — до 12,5 *Мгц*. Радиосвязь осуществляется преимущественно на ультракоротких волнах (30—30 000 *Мгц*).

§ 3. ЧАСТОТНОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ СВЯЗИ

При частотном разделении передача информации от нескольких источников сообщений по одной линии связи осуществляется параллельно во времени в различных частотных диапазонах. Каждому каналу связи отводится определенный участок общей полосы частот ($f_в - f_н$), передаваемых по линии связи (рис. 9). Для первого канала связи выделяется полоса $I \Delta f_{пр}$, для второго — $II\ \Delta f_{пр}$ и т. д. Отдельные каналы связи разделяются между собой поло-

сами непропускания $\Delta f_{\text{непр}}$, ширина которых зависит от качества фильтров, применяемых для разделения каналов связи.

Частотное разделение каналов связи может выполняться без преобразования спектра частот передаваемых сигналов. Например, одновременно с телефонной связью может осуществляться передача телемеханических сигналов в подтональном, надтональном или высокочастотном диапазонах.

Рис. 9. Частотное разделение каналов связи.

При использовании подтонального или надтонального диапазонов телефонный *ТФ* и телемеханический каналы *ТМ* разделяются фильтрами верхних *ФВЧ* и нижних частот *ФНЧ*, как показано на рис. 10. При передаче сигналов *ТМ* в подтональном диапазоне (рис. 10, *а*) для *ТФ* применяется зуммерный вызов на тональной частоте, а при передаче сигналов *ТМ* в подтональном диапазоне (рис. 10, *б*)— обычный вызов.

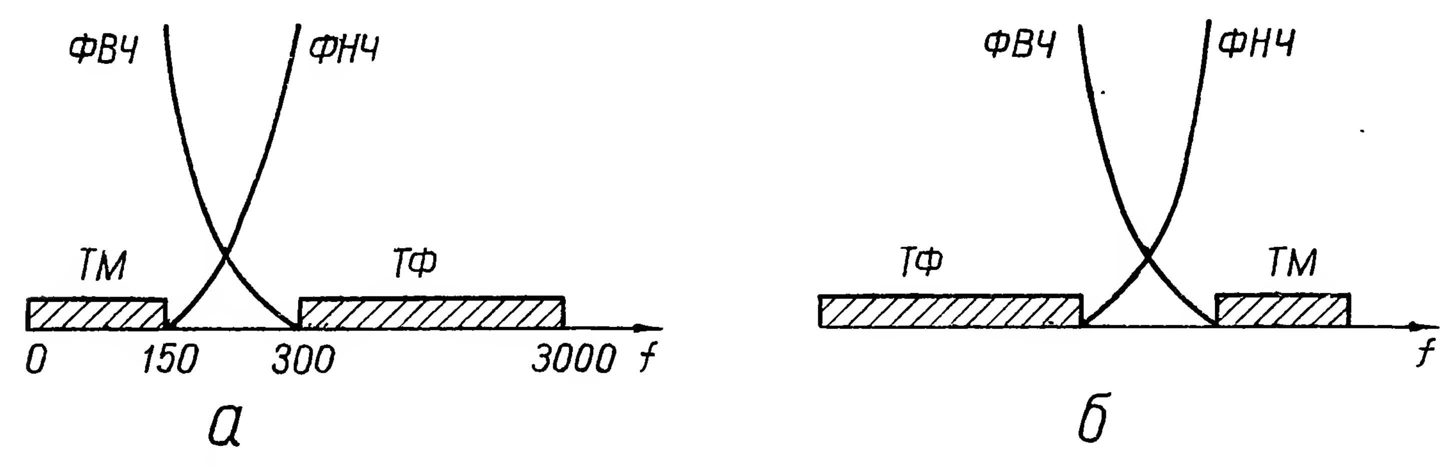


Рис. 10. Частотное разделение каналов связи без преобразования частот при передаче сигналов *ТМ*:
а — в подтональном диапазоне; *б* — в надтональном диапазоне.

При передаче сигналов телемеханики в высокочастотном диапазоне часто выбирают частоту сигналов *ТУ—ТС* выше 16—20 *кгц*. Эти частоты практически не влияют на телефонный разговор, что устраняет необходимость ограждения телефонного канала при помощи фильтров. В этом случае сигналы *ТУ—ТС* выделяются простейшими полосовыми фильтрами.

Рассмотренные методы частотного разделения каналов связи применяются только на выделенных проводных линиях связи (например, на нефтяных и газовых промыслах).

В магистральных системах связи применяется частотное разделение каналов связи с преобразованием спектра частот передаваемых сигналов. Для передачи информации по отдельным каналам связи применяется модуляция синусоидальных колебаний несущей частоты в соответствии

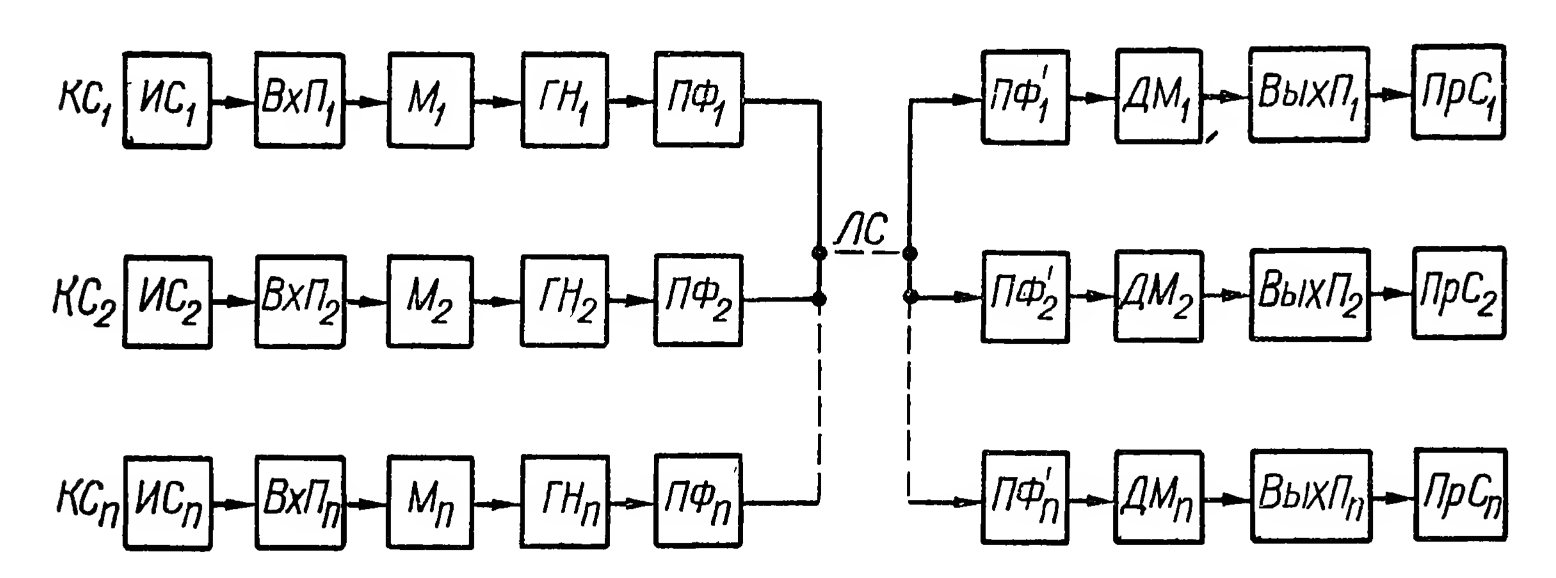


Рис. 11. Блок-схема частотного разделения каналов связи с преобразованием спектра частот передаваемых сигналов.

с передаваемой информацией. При этом спектры сигналов перемещаются в более высокий диапазон частот.

Если спектр передаваемых сигналов низкочастотный и занимает узкую полосу частот, например 100 *гц* (телеграфные и телемеханические сигналы), то преобразованные спектры нескольких каналов размещаются в тональном диапазоне (аппаратура тонального уплотнения). Спектры телефонных и фототелеграфных сигналов, имеющие более широкую полосу частот, в результате преобразования перемещаются только в высокочастотный диапазон (аппаратура высокочастотного уплотнения).

Принцип частотного разделения каналов связи с преобразованием спектра частот поясняется блок-схемой, приведенной на рис. 11. Сообщения, поступающие от источников сообщений *ИС*, преобразуются в электрические сигналы входными преобразователями *ВхП*.

На передающей стороне установлены генераторы несущих частот $ГН_1$, $ГН_2$,...,$ГН_n$ с различной частотой настройки $f_1 < f_2 < f_3 < f_n$, образующие независимые каналы.

В первом канале связи частота генератора $ГН_1$ при помощи модулятора $М_1$ модулируется по амплитуде, частоте или фазе сигналом, поступающим с выхода входного преобразователя $ВхП_1$. Затем преобразованный сигнал проходит через полосовой фильтр $ПФ_1$, по линии связи *ЛС*

и через полосовой фильтр $ПФ_1'$ поступает в демодулятор $ДМ_1$, на выходе которого выделяется первоначальный сигнал. После преобразования в выходном преобразователе $ВыхП_1$ сообщение передается приемнику сообщений $ПрС_1$. Аналогично осуществляется передача сообщений и по другим каналам параллельно во времени.

Разнос несущих частот генераторов *ГН* определяется полосой пропускания и частотной характеристикой полосовых фильтров *ПФ*, принятых для разделения каналов. В свою очередь расчетная полоса пропускания разделительных фильтров зависит от максимальной частоты сигнала и принятого метода модуляции.

§ 4. ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ ГАРМОНИЧЕСКОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПЕРВИЧНЫМИ СИГНАЛАМИ

Как известно, мгновенное значение гармонического напряжения

$$u = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (3\text{-}1)$$

где U_0 — амплитуда напряжения;
ω_0 — угловая частота;
φ_0 — начальная фаза.

При модуляции гармонического напряжения первичными сигналами можно воздействовать на амплитуду напряжения — амплитудная модуляция (*АМ*), на частоту — частотная модуляция (*ЧМ*) или на фазу — фазовая модуляция (*ФМ*).

Амплитудная модуляция *АМ*. При амплитудной модуляции амплитуда модулируемого напряжения изменяется в соответствии с законом изменения величины модулирующего сигнала. Частота модулируемого напряжения, называемого несущим, остается неизменной, а начальная фаза может быть различной в зависимости от момента начала модуляции.

Амплитудно-модулированное напряжение имеет следующее выражение:

$$u = [U_0 + k_a c(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = U(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (3\text{-}2)$$

где U_0 — амплитуда несущего напряжения при отсутствии модуляции;

$k_а$ — коэффициент пропорциональности;
$c(t)$ — закон изменения модулирующего сигнала;
$U(t)$ — огибающая несущего напряжения,

$$U(t) = U_0 + k_а c(t). \tag{3-3}$$

Из выражения (3-3) можно заключить, что между огибающей несущего напряжения $U(t)$ и модулирующим сигналом $c(t)$ имеется линейная зависимость, так как U_0 и $k_а$ — константы.

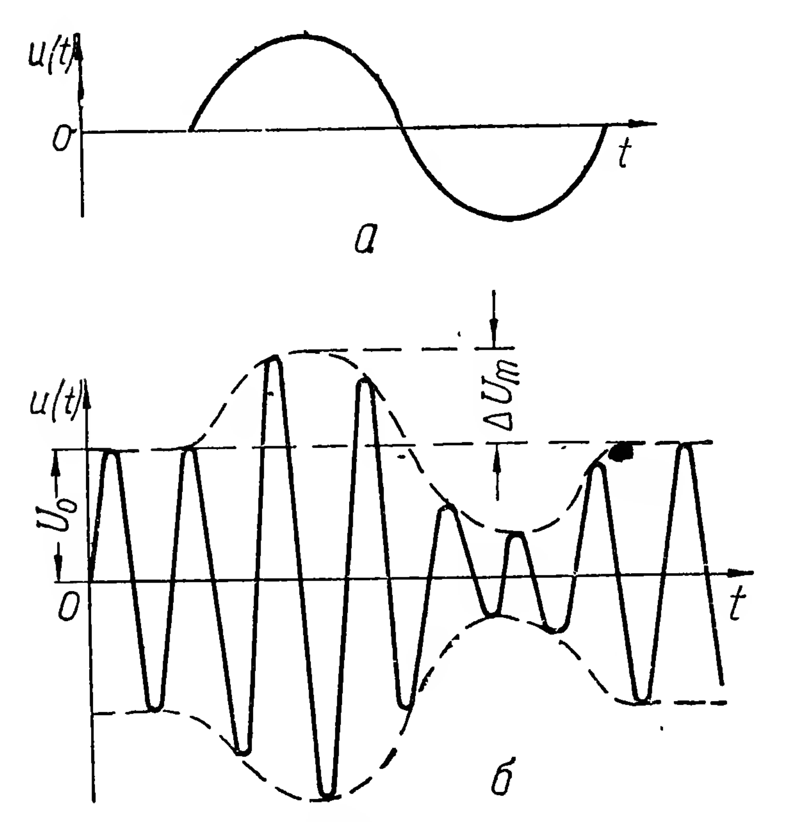


Рис. 12. Кривые напряжения, модулированного по амплитуде гармоническим сигналом:

а — первичный сигнал; *б* — напряжение несущей частоты, модулированное по амплитуде.

Если модулирующий сигнал является гармоническим с единичной амплитудой, то

$$c(t) = \cos(\Omega t + \gamma),$$

где Ω и γ — угловая частота и начальная фаза модулирующего сигнала.

Тогда выражение (3-3) может быть представлено в виде

$$U(t) = U_0\left[1 + \frac{\Delta U}{U_0}\cos(\Omega t + \gamma)\right],$$

где ΔU — максимальное изменение амплитуды несущего напряжения. Вид амплитудно-модулированного колебания для данного случая представлен на рис. 12, *а*, *б*.

Отношение

$$K_М = \frac{\Delta U}{U_0} \tag{3-4}$$

называется коэффициентом глубины модуляции или просто коэффициентом модуляции. Для того чтобы модуляция была без искажений, коэффициент модуляции не должен превышать единицы, т. е. $K_М \leqslant 1$.

Модулированное напряжение при гармоническом сигнале из выражения (3-2) с учетом уравнений (3-3) и (3-4) имеет следующий вид:

$$u = U_0[1 + K_М\cos(\Omega t + \gamma)]\cos(\omega_0 t + \varphi_0). \tag{3-5}$$

Из этого выражения следует, что амплитуда несущего напряжения изменяется в пределах от минимальной

$$U_{min} = U_0 (1 - K_M) = U_0 - \Delta U_m$$

до максимальной

$$U_{max} = U_0 (1 + K_M) = U_0 + \Delta U_m.$$

С изменением амплитуды меняется и средняя за период высокой частоты мощность несущего колебания. Эта мощность, выделяемая на сопротивлении 1 *ом*, при $\Omega \ll \omega_0$ определяется из следующих выражений:

в режиме отсутствия модуляции

$$P_0 = \frac{U_0^2}{2};$$

в минимальном режиме

$$P_{min} = \frac{U_{min}^2}{2} = \frac{U_0^2 (1 - K_M)^2}{2} = P_0 (1 - K_M)^2;$$

в максимальном режиме

$$P_{max} = \frac{U_{max}^2}{2} = \frac{U_0^2 (1 + K_M)^2}{2} = P_0 (1 + K_M)^2.$$

Мощность, средняя за период модуляции,

$$\overline{P}(t) = P_0 (1 + 0{,}5\, K_M^2).$$

При $K_M = 1$

$$\overline{P}(t) = 1{,}5 P_0; \qquad (3\text{-}6)$$

$$P_{max} = 4 P_0. \qquad (3\text{-}7)$$

Из выражения (3-6) следует, что полезное приращение средней мощности колебаний не превышает половины мощности режима отсутствия модуляции, а из выражения (3-7) следует, что в максимальном режиме P_{max} вчетверо превышает мощность в режиме отсутствия модуляции. Эта особенность амплитудной модуляции является ее существенным недостатком, ухудшающим использование ламп передатчика и удорожающим его стоимость.

С п е к т р ы а м п л и т у д н о - м о д у л и р о в а н н ы х к о л е б а н и й. Спектр колебаний, модулированных по амплитуде, зависит от вида модулирующих сигналов.

Если модулирующий сигнал представляет собой гармоническое колебание одной низкой частоты, то из выражения (3-5)

$$u = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + U_0 K_М \cos(\Omega t + \gamma) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) =$$
$$= U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_0 K_М}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega) t + (\varphi_0 + \gamma)] +$$
$$+ \frac{U_0 K_М}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega) t + (\varphi_0 - \gamma)]. \qquad (3\text{-}8)$$

Первое слагаемое в последнем выражении это немодулированное колебание несущей частоты. Второе и третье слагаемые появились в результате амплитудной модуляции. Их частоты $\omega_0 + \Omega$ и $\omega_0 - \Omega$ называются соответственно верхней и нижней боковыми частотами. Амплитуды этих колебаний равны $\frac{U_0 K_М}{2}$.

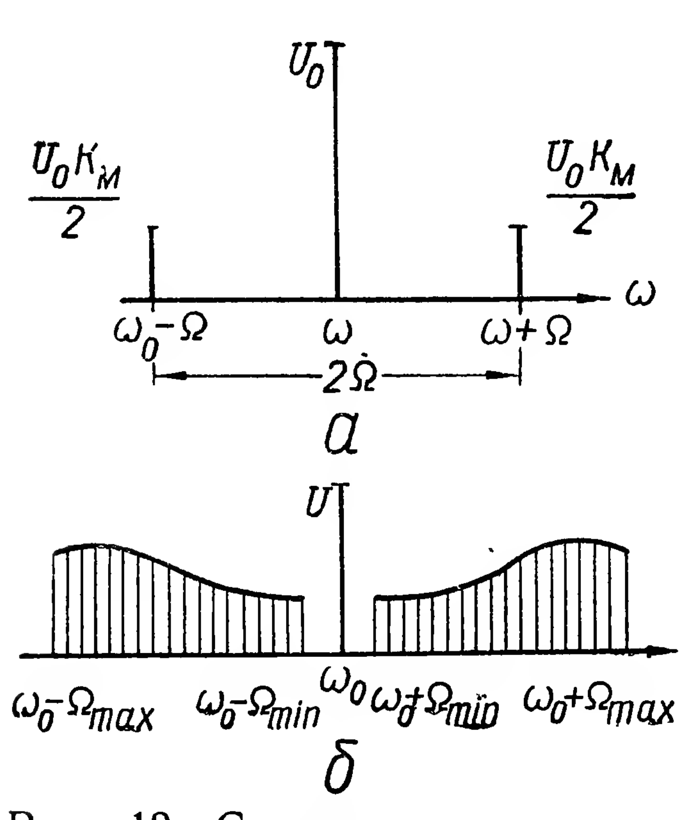


Рис. 13. Спектры амплитудно-модулированного колебания:

а — при гармоническом модулирующем сигнале; *б* — при сигнале, включающем гармонические частоты от Ω_{min} до Ω_{max}.

Спектр амплитуд для рассмотренного случая представлен на рис. 13, *а*. Этот спектр — дискретный, содержит три составляющие высокой частоты, так как $\Omega \ll \omega_0$. Занимаемая ширина полосы частот равна 2Ω. Следовательно, амплитудная модуляция — это не просто суммирование гармонических колебаний двух частот Ω и ω_0, а этот процесс связан с преобразованием спектра частот.

Если модулирующий сигнал содержит широкий спектр гармонических колебаний от Ω_{min} или до Ω_{max}, то занимаемая полоса равна $2\Omega_{max}$, где Ω_{max} максимальная частота гармонического колебания, входящего в модулирующий сигнал (рис. 13, *б*).

Полезный сигнал из модулированных колебаний выделяется детектированием.

Для уменьшения полосы частот модулированного напряжения, повышения помехоустойчивости и лучшего использования аппаратуры передача производится на одной

боковой полосе (*ОБП*). При этом несущая и вторая боковая полоса подавляются фильтрами и специальными схемами, что сокращает занимаемую полосу частот более чем в два раза. Следовательно, при многоканальной связи число каналов может быть удвоено, уровень помех в каждом канале снижен, а мощность передаваемой боковой полосы значительно повышена.

Недостатком передачи по методу *ОБП* является необходимость наличия на приемной стороне генератора несущей частоты ω_0, так как на демодулятор должны подаваться гармонические колебания двух частот $\omega_0 + \Omega$ и ω_0. Тогда среди комбинационных частот получается и разностная частота Ω. Усложнение схемы приемника — основной недостаток системы *ОБП*. Кроме того, при изменении частоты колебаний генератора приемника на столько же меняется частота сигнала. Это необходимо учитывать при передаче по каналам связи с *ОБП* частотных телемеханических сигналов.

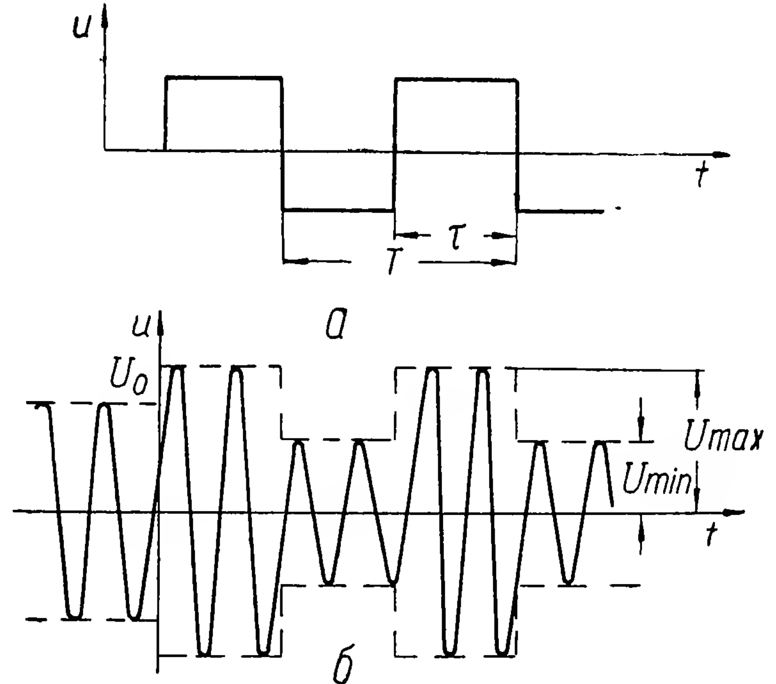


Рис. 14. Напряжение несущей, манипулированное по амплитуде:
а — сигнал; *б* — несущая.

Спектр колебаний при амплитудной манипуляции. В системах телеуправления сигнал часто представляет собой последовательность однополярных или двухполярных прямоугольных импульсов (рис. 14, *а*). При амплитудной модуляции огибающая несущего напряжения повторяет форму сигнала (рис. 14, *б*). Такой вид амплитудной модуляции называют амплитудной манипуляцией. Если спектр модулирующего сигнала ограничить при помощи фильтров частотой

$$\Omega_{\max} = k_{\text{и}}\Omega = k_{\text{и}}\frac{2\pi}{T}, \qquad (3\text{-}9)$$

где $k_{\text{и}}$ — постоянный коэффициент;

T — период следования импульсов,

то ширина спектра сигнала после манипуляции составит $2\Omega_{\max}$. Форма сигнала после детектирования зависит от величины коэффициента $k_{\text{и}}$, который при передаче телеме-

ханических сигналов обычно принимается равным не менее 3.

Амплитудная манипуляция широко применяется в системах тонального телеграфа. В этом случае полоса пропускания каналов рассчитывается исходя из принятой скорости телеграфирования

$$n_s = \frac{1}{\tau} \textit{ бод},$$

где τ — длительность одной элементарной посылки (обычно $\tau = \frac{T}{2}$).

Частота манипуляции

$$F = \frac{1}{T} = \frac{n_s}{2},$$

а полоса пропускания одного телеграфного канала связи

$$\Delta f_{\text{пр}} = 3{,}2F = 1{,}6n_s.$$

Например, при стандартной скорости телеграфирования $n_s = 50$ *бод*

$$\Delta f_{\text{пр}} = 1{,}6 \cdot 50 = 80 \textit{ гц}.$$

Ширина полосы непропускания, разделяющая отдельные каналы связи,

$$\Delta f_{\text{непр}} = 40 \textit{ гц}.$$

Следовательно, разнос частот между отдельными каналами связи

$$\Delta f_{\text{р}} = \Delta f_{\text{пр}} + \Delta f_{\text{непр}} = 80 + 40 = 120 \textit{ гц}.$$

В соответствии с этим в одном телефонном канале связи с полосой пропускания 3400 — 300 = 3100 *гц* может быть расположено 24 телеграфных канала.

Несущие частоты отдельных телеграфных каналов выбираются из нечетнократных значений некоторой основной частоты f_0, т. е. из ряда

$$f_0,\ 3f_0,\ 5f_0,\ 7f_0,\ 9f_0,\ 11f_0,\ \ldots,$$

где $f_0 = \frac{\Delta f_{\text{р}}}{2}$.

Это обусловливается тем, что при прохождении через нелинейные элементы высокочастотной аппаратуры колебания несущих частот отдельных телеграфных каналов, взаимодействуя между собой, создают комбинационные частоты, которые могут вызвать помехи при передаче. Амплитуды комбинационных частот убывают с возрастанием порядка.

Наибольшие амплитуды у частот второго порядка. Принцип нечетнократности выбора несущих частот обеспечивает несовпадение их с комбинационными частотами четного порядка, начиная со второго ($f_1 \pm f_k$, $2f_i$, $2f_k$).

Несущие частоты каналов определяются из выражения

$$f_n = f_1 + \Delta f_р (n - 1),$$

где f_1 — несущая частота первого канала, которая выбирается равной 420 *гц* ($7f_0$).

Частотная модуляция *ЧМ*. При частотной модуляции амплитуда модулируемого напряжения остается постоянной, а частота изменяется в соответствии с законом изменения модулирующего сигнала. Мгновенное значение угловой частоты ω несущего напряжения определяется выражением

$$\omega = \omega_0 + k_ч c(t), \quad (3\text{-}10)$$

где $k_ч$ — коэффициент пропорциональности, устанавливающий связь между модулирующим сигналом $c(t)$ и изменением частоты несущего напряжения;

ω_0 — угловая частота немодулированного напряжения.

Из выражения (3-10) можно заключить, что между частотой несущего напряжения и модулирующим сигналом имеется линейная зависимость.

Если изменяется угловая частота ω, то изменяется и фаза, которая находится как интеграл по времени от угловой частоты,

$$\varphi = \int \omega\, dt + \varphi_0 = \omega_0 t + k_ч \int c(t)\, dt + \varphi_0. \quad (3\text{-}11)$$

Следовательно, при частотной модуляции имеется и фазовая модуляция.

Подставив выражение для полной фазы (3-11) в (3-1), получим общее выражение для частотно-модулированного напряжения

$$u = U_0 \cos\left[\omega_0 t + k_ч \int c(t)\, dt + \varphi_0\right]. \quad (3\text{-}12)$$

Если модулирующий сигнал представляет собой гармоническое колебание, то выражение (3-11) может быть представлено в виде

$$\varphi = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin(\Omega t + \gamma) + \varphi_0, \quad (3\text{-}13)$$

где $\Delta\omega$ — максимальное отклонение частоты от значения ω_0 или девиация частоты.

Величина

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\Omega} \qquad (3\text{-}14)$$

называется индексом частотной модуляции. Индекс частотной модуляции определяется исключительно величиной девиации частоты $\Delta\omega$ и частотой модулирующего сигнала Ω и не зависит от ω_0.

Окончательно из выражений (3-12), (3-13) и (3-14) получаем выражения для несущего напряжения, модулированного по частоте гармоническим сигналом

$$u = U_0 \cos[\omega_0 t + \beta \sin(\Omega t + \gamma) + \varphi_0]. \qquad (3\text{-}15)$$

Фазовая модуляция *ФМ*. При фазовой модуляции по закону модулирующего сигнала изменяется начальная фаза несущего напряжения

$$\varphi = \varphi_0 + k_\text{ф} c(t), \qquad (3\text{-}16)$$

где $k_\text{ф}$ — коэффициент пропорциональности, определяющий связь между модулирующим сигналом $c(t)$ и изменением фазы колебаний.

Общее выражение *ФМ* напряжения

$$u = U_0 \cos(\omega_0 t + k_\text{ф} c(t) + \varphi_0). \qquad (3\text{-}17)$$

Если модулирующий сигнал является гармоническим, то выражение (3-17) имеет вид

$$u = U_0 \cos[\omega_0 t + \Delta\varphi_{max} \cos(\Omega t + \gamma) + \varphi], \qquad (3\text{-}18)$$

где $\Delta\varphi_{max}$ — индекс фазовой модуляции, т. е. максимальное отклонение фазы колебания.

Мгновенное значение частоты *ФМ* колебания

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 - \Delta f_{max} \Omega \sin(\Omega t + \gamma),$$

следовательно, девиация частоты *ФМ* колебания

$$\Delta\omega = \Delta\varphi_{max}\Omega. \qquad (3\text{-}19)$$

Сравнение *ЧМ* и *ФМ* колебаний. Сравнивая выражения (3-17) и (3-18) и учитывая, что $\beta = \Delta\varphi_{max}$, можно заключить, что при гармоническом сигнале эти

выражения отличаются только фазой гармонической функции, определяющей изменение полной фазы несущего напряжения. Различие между *ЧМ* и *ФМ* проявляется при изменении частоты модулирующего сигнала или при одновременной модуляции полосой частот.

При *ЧМ* величина девиации частоты $\Delta\omega$, зависящая только от амплитуды сигнала, при изменении частоты модуляции Ω остается постоянной, а величина $\Delta\varphi_{max}$ с увеличением Ω уменьшается $\left(\text{так как при } ЧМ\ \frac{\Delta\omega}{\Omega} = \Delta\varphi_{max}\right)$.

При *ФМ* величина индекса модуляции $\Delta\varphi_{min}$ зависит только от амплитуды модулирующего сигнала и остается постоянной при изменении частоты Ω, а девиация частоты $\Delta\omega$ изменяется прямо пропорционально частоте Ω (так как при *ФМ* $\Delta\omega = \Delta\varphi_{max}\Omega$).

Например, зададимся, что при *ЧМ* и *ФМ* амплитуда сигнала остается постоянной, а его частота изменяется от $F_{min} = 300$ *гц* до $F_{max} = 3000$ *гц*. При *ЧМ* девиация частоты $\Delta f = 30$ *кгц*, а *ФМ* индекс модуляции $\Delta\varphi_{max} = 0{,}5$ *рад*.

При *ЧМ* максимальное отклонение фазы

$$\Delta\varphi_{max} = \frac{\Delta f}{F_{min}} = \frac{30\,000}{300} = 100 \text{ рад},$$

а минимальное

$$\Delta\varphi_{min} = \frac{\Delta f}{F_{max}} = \frac{30\,000}{3000} = 10 \text{ рад}.$$

При *ФМ* минимальная девиация частоты

$$\Delta f_{min} = \Delta\varphi_{min} F_{min} = 0{,}5 \cdot 300 = 150 \text{ гц},$$

а максимальная

$$\Delta f_{max} = \Delta\varphi_{max} F_{max} = 0{,}5 \cdot 3000 = 1500 \text{ гц}.$$

При *ЧМ* обычно применяется прямое воздействие на частоту задающего генератора. При *ФМ* задающий генератор имеет стабильную частоту, а фаза колебаний модулируется в последующих каскадах передатчика.

Спектры колебаний, модулированных по частоте и фазе. Выражение для напря-

жения, модулированного по частоте или фазе одним тоном Ω, может быть представлено в виде

$$u = U_0 \cos(\omega_0 t + \beta \sin(\Omega t + \gamma) + \varphi_0), \tag{3-20}$$

где β — индекс модуляции по частоте или фазе.

Заменив косинус суммы двух углов по известной тригонометрической формуле, получим

$$u = U_0 \cos[\beta \sin(\Omega t + \gamma)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \\ - U_0 \sin[\beta \sin(\Omega t + \gamma)] \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \tag{3-21}$$

при $\beta \ll 1$ можно считать, что

$$\sin[\beta \sin(\Omega t + \gamma)] \cong \beta \sin(\Omega t + \gamma);$$
$$\cos[\beta \sin(\Omega t + \gamma)] \cong 1,$$

тогда

$$u \approx U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - U_0 \beta \sin(\Omega t + \gamma) \sin(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Если заменить произведение синусов суммой, то

$$u \approx U \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \frac{U_0\beta}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega) t + (\varphi_0 - \gamma)] + \\ + \frac{U_0\beta}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega) t + (\varphi_0 + \gamma)]. \tag{3-22}$$

Сравнивая выражения (3-22) и (3-8), можно заключить, что спектр напряжения, модулированного по частоте или фазе одним тоном, при малом индексе модуляции β состоит, как и спектр амплитудно-модулированного напряжения, из несущей частоты ω_0 и двух боковых частот $\omega_0 + \Omega$ и $\omega_0 - \Omega$. Единственное отличие заключается в сдвиге фазы колебания нижней боковой полосы на 180° относительно его положения при амплитудной модуляции.

При индексе модуляции $\beta \gg 1$ спектр напряжения, модулированного по частоте или фазе одним тоном, состоит из бесконечного количества боковых частот, отличающихся от несущей частоты ω_0 на $\pm n\Omega$ (где n — любое целое число от 1 до ∞). Однако амплитуды боковых составляющих становятся очень малыми при $n > \beta$ и ими можно пренебречь. Тогда полная ширина спектра колебаний

$$2n\Omega \cong 2\beta\Omega = 2\Delta\omega, \tag{3-23}$$

т. е. практически ширина полосы равна удвоенной девиации частоты. Следовательно, ширина спектра колебаний с частотной или фазовой модуляцией примерно в β раз больше ширины спектра *AM* колебаний.

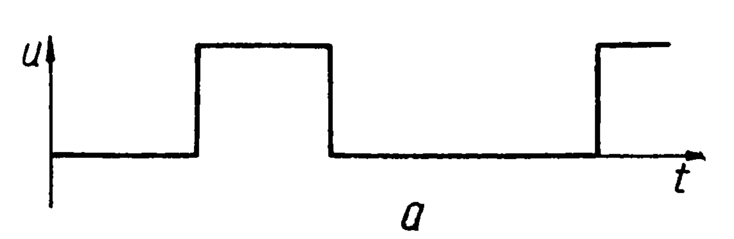
Например, для радиовещания принято $\beta = 15$. Если максимальная частота модуляции $F_{max} = 5$ *кгц*, то ширина спектра при частотной или фазовой модуляции

$$2\beta F_{max} = 2 \cdot 15 \cdot 5 = 150 \text{ кгц}.$$

Для этой же частоты модуляции ширина спектра *АМ* колебаний

$$2F_{max} = 2 \cdot 5 = 10 \text{ кгц}.$$

По этой причине *ЧМ* и *ФМ* для радиовещания применяются только в *КВ* и *УКВ* диапазонах, где занимаемая полоса может быть широкой. Основным преимуществом *ЧМ* и *ФМ* является их более высокая помехоустойчивость по сравнению с *АМ*, так как помехи искажают амплитуду колебаний и практически не влияют на их частоту или фазу.



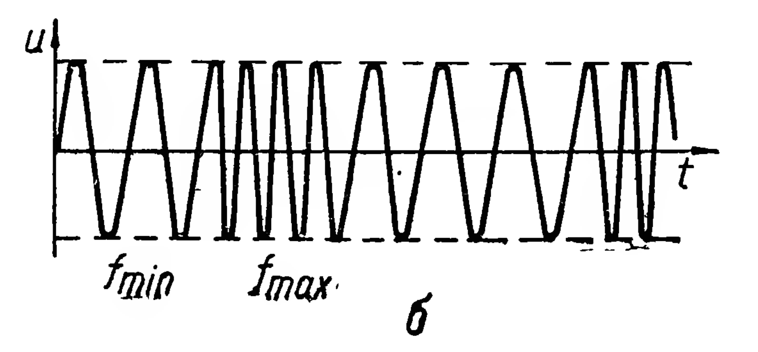


Рис. 15. Напряжение несущей, манипулированное по частоте: *а* — сигнал; *б* — несущая.

Спектр колебаний при частотной манипуляции. При частотной манипуляции частота несущего напряжения скачкообразно изменяется от f_{min} до f_{max} в соответствии с изменением амплитуды сигнала (рис. 15, *а*, *б*). В этом случае индекс модуляции равен отношению девиации частоты к частоте первой гармоники посылок F, т. е.

$$\beta = \frac{f_{max} - f_{min}}{2F} = \frac{\Delta f}{F}. \qquad (3\text{-}24)$$

Частотная манипуляция очень широко применяется в системах тонального телеграфа и при передаче импульсных сигналов телеуправления. Ширина полосы пропускания канала связи определяется из выражения

$$\Delta f_{пр} = 4\Delta f - \Delta f_{непр}. \qquad (3\text{-}25)$$

Например, при $\Delta f = 45$ *гц* и $\Delta f_{непр} = 40$ *гц*

$$\Delta f_{пр} = 4 \cdot 45 - 40 = 140 \text{ гц}.$$

При скорости телеграфирования $n_s = 50$ *бод* индекс модуляции

$$\beta = \frac{\Delta f}{F} = \frac{2\Delta f}{n_s} = \frac{2 \cdot 45}{50} = 1,8.$$

Полоса пропускания канала связи при частотной манипуляции примерно в β раз больше, чем при амплитудной $(80 \cdot 1,8 = 144$ *гц*).

§ 5. ВРЕМЕННОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ СВЯЗИ

При временном разделении каналов сообщения дискретизируются и передаются только их мгновенные значения один раз за период повторения. Мгновенные значения каждого сообщения передаются короткими импульсами, поэтому по одной линии связи можно передать

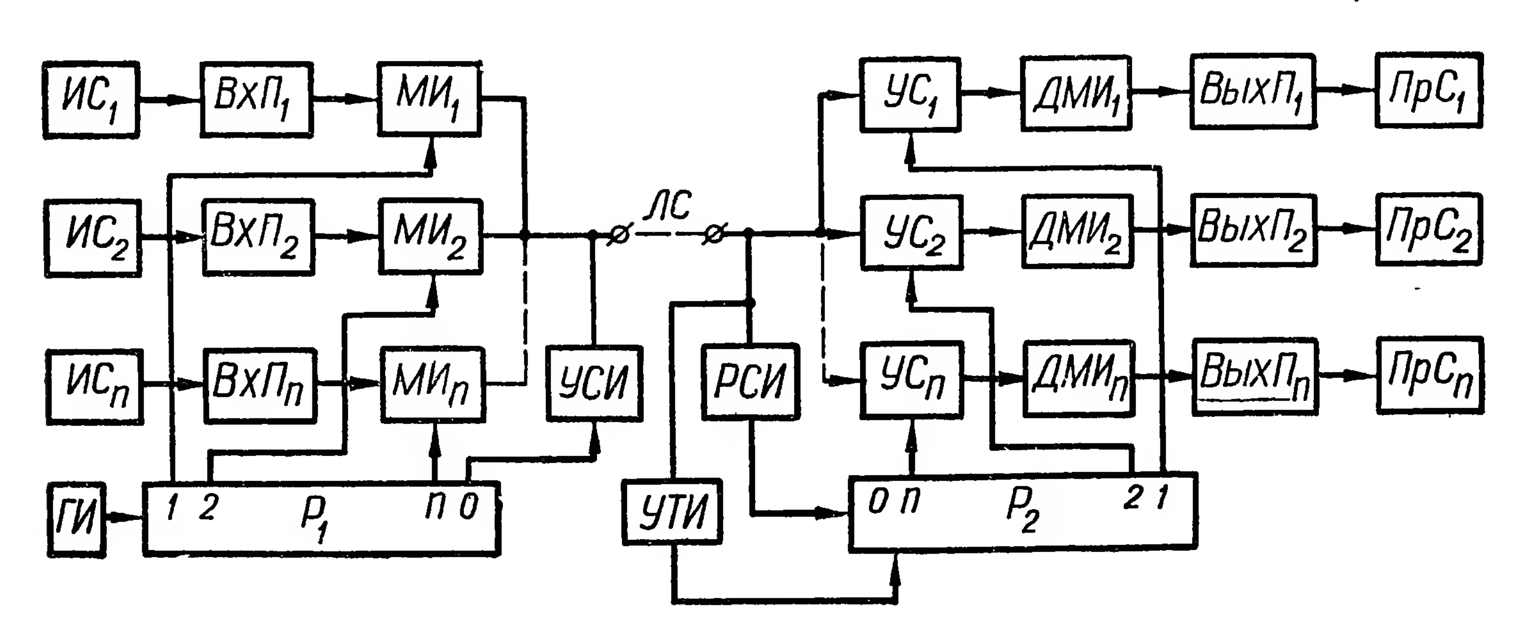


Рис. 16. Блок-схема временного разделения каналов связи.

последовательно во времени несколько сообщений. Для каждого канала связи выделяется определенный промежуток времени, являющийся частью периода повторения, в течение которого посылаются импульсы, модулированные в соответствии с информацией, передаваемой по данному каналу. Модуляция импульсов осуществляется по амплитуде, длительности или фазе.

Блок-схема временного разделения каналов связи приведена на рис. 16. Информация, поступающая от источников сообщений *ИС*, преобразуется в электрические сигналы входными преобразователями *ВхП*. Затем в соответствии с этими сигналами в модуляторах импульсов *МИ* осуществляется модуляция импульсов, поступающих от непрерывно работающего распределителя P_1,

Частота исследования импульсов задается генератором импульсов *ГИ*, который переключает распределитель P_1.

Кроме импульсов каналов связи, поступающих с выходов *МИ*, в конце каждого цикла в линию связи поступают синфазирующие импульсы с выхода узла образования синфазирующих импульсов *УСИ*. Эти импульсы служат для синфазирования передающего P_1 и приемного P_2 распределителей с тем, чтобы в каждый данный момент выдача

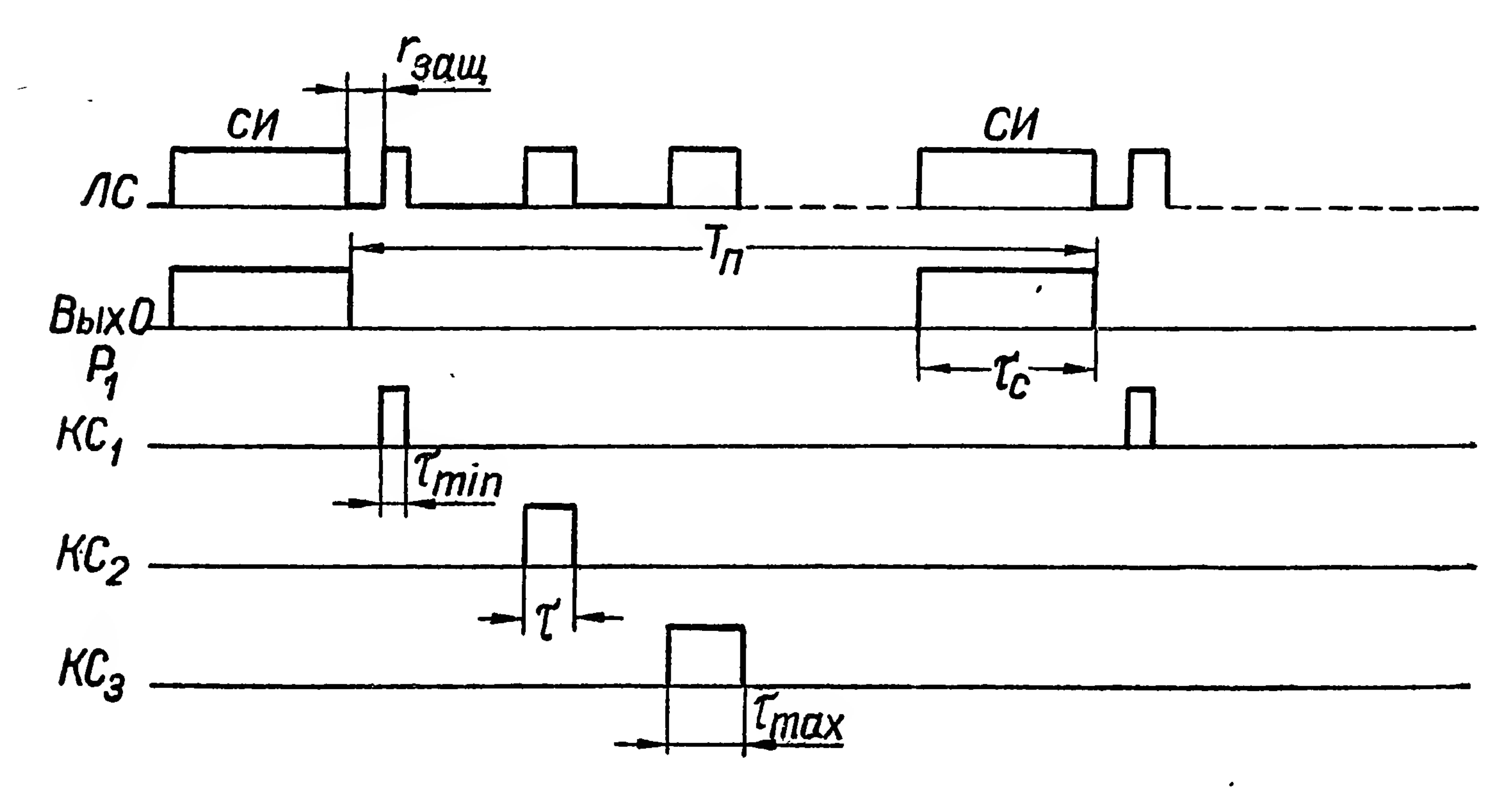


Рис. 17. Временная диаграмма импульсов в каналах связи и линии связи.

импульсов осуществлялась с одинаковых выходов распределителей, в противном случае нормальная работа системы невозможна.

На приемной стороне синфазирующие импульсы выделяются различителем синфазирующих импульсов *РСИ* и служат для установки распределителя P_2 в нулевое положение в конце каждого цикла, чем обеспечивается синфазность его работы с распределителем P_1. Последующее переключение распределителя P_2 осуществляется импульсами с выхода узла образования тактовых импульсов *УТИ*, которые формируются из импульсов каналов связи (пошаговое переключение распределителя).

Импульсы каналов связи и импульсы с выходов распределителя P_2 поступают на входы узлов совпадений *УС*. При совпадении этих импульсов во времени на выходах *УС* также возникают импульсы, модулированные по амплитуде, длительности или фазе. После демодуляции в узлах *ДМИ* электрические сигналы преобразуются в выходных преобра-

зователях *ВыхП* и поступают на вход приемников сообщений *ПрС*. Следовательно, приемные элементы каждого канала отпираются только на время существования импульса данного канала, а остальное время остаются запертыми, что обеспечивается синхронной и синфазной работой распределителей P_1 и P_2.

На рис. 17 приведена временная диаграмма импульсов в отдельных каналах связи *КС* и общей линии связи *ЛС*. Синфазирующие импульсы поступают в *ЛС* с нулевого выхода распределителя P_1. Эти импульсы отличаются от импульсов каналов связи своей длительностью. Импульсы каналов связи модулируются по длительности в зависимости от амплитуды сигналов на выходе входных преобразователей *ВхП* (широтно-импульсная модуляция).

Количество временных каналов связи определяется необходимой частотой повторения импульсов и их максимальной длительностью. При передаче непрерывных сообщений частота повторения импульсов определяется согласно теореме Котельникова о преобразовании непрерывных сигналов в дискретные (2-1).

Например, при передаче разговорных токов с максимальной частотой $f_{max} = 3400$ *гц* частота повторения должна быть не ниже

$$f_п = 2f_{max} = 2 \cdot 3400 = 6800 \text{ гц}.$$

В этом случае $f_п$ принимается равной 8 *кгц*.

Расчет количества каналов связи $n_{к.\,с}$ может быть выполнен исходя из выражения для периода повторения

$$T_п = \frac{1}{f_п} = n_{к.\,с}(\tau_{max} + \tau_{защ}) + \tau_с + \tau_{защ}, \qquad (3\text{-}26)$$

где τ_{max} — максимальная длительность канальных импульсов;

$\tau_{защ}$ — длительность защитного промежутка;

$\tau_с$ — длительность синфазирующего импульса.

Из выражения (3-26) получаем

$$n_{к.\,с} = \frac{T_п - (\tau_с + \tau_{защ})}{\tau_{max} + \tau_{защ}}. \qquad (3\text{-}27)$$

Если принять, что $\tau_{защ} = \frac{1}{2}\tau_{max}$ и $\tau_с + \tau_{защ} = 3\tau_{max}$, то

$$n_{к.\,с} = \frac{T_п - 3\tau_{max}}{1{,}5\tau_{max}}. \qquad (3\text{-}28)$$

Например, при $\tau_{max} = 6$ *мксек* и $T_п = \frac{1}{8000} = 125$ *мксек*

$$n_{к.\,с} = \frac{125 - 3 \cdot 6}{1{,}5 \cdot 6} \cong 12.$$

Минимальная длительность импульсов каналов связи обычно выбирается $\tau_{min} = 0{,}5 \div 1$ *мксек*, так как импульсы меньшей длительности сложно генерировать. Кроме того, необходимая полоса частот в линии связи обратно пропорциональна минимальной длительности канальных импульсов

$$\Delta f = \frac{k_п}{\tau_{min}}, \qquad (3\text{-}29)$$

где $k_п = 0{,}7 \div 0{,}8$.

Например, при $k_п = 0{,}7$ и $\tau_{min} = 1$ *мксек* $\Delta f = 700$ *кгц*. Следовательно, при временном разделении телефонных каналов связи требуется очень широкая полоса частот, значительно бóльшая, чем при частотном разделении. Поэтому временное разделение каналов для этих целей применяется только в диапазоне *УКВ* на радиорелейных линиях. При этом очень важным является то, что при импульсной модуляции можно значительно увеличить мощность в импульсе $P_и$ при сравнительно небольшой средней мощности, так как

$$P_и = P_{ср} \frac{T_п}{\tau}. \qquad (3\text{-}30)$$

Отношение периода повторения $T_п$ к длительности импульсов τ называется скважностью и в случае импульсной модуляции может достигать более 2000.

§ 6. ВИДЫ ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

В технике импульсной связи (при временном разделении каналов) носителем передаваемого сигнала является периодическая последовательность прямоугольных импульсов. Такая последовательность импульсов (рис. 18, *а*) характеризуется амплитудой U_m, длительностью или шириной τ и фазой импульсов $\tau_с$ — положением импульсов после сдвига во времени относительно тактовых точек.

Передаваемый сигнал может воздействовать на любой из перечисленных параметров периодической последовательности импульсов. Таким образом, получаются четыре основные вида импульсной модуляции: амплитудно-импульсная модуляция (*АИМ*), широтно-импульсная (*ШИМ*), фазово-импульсная (*ФИМ*) и частотно-импульсная (*ЧИМ*).

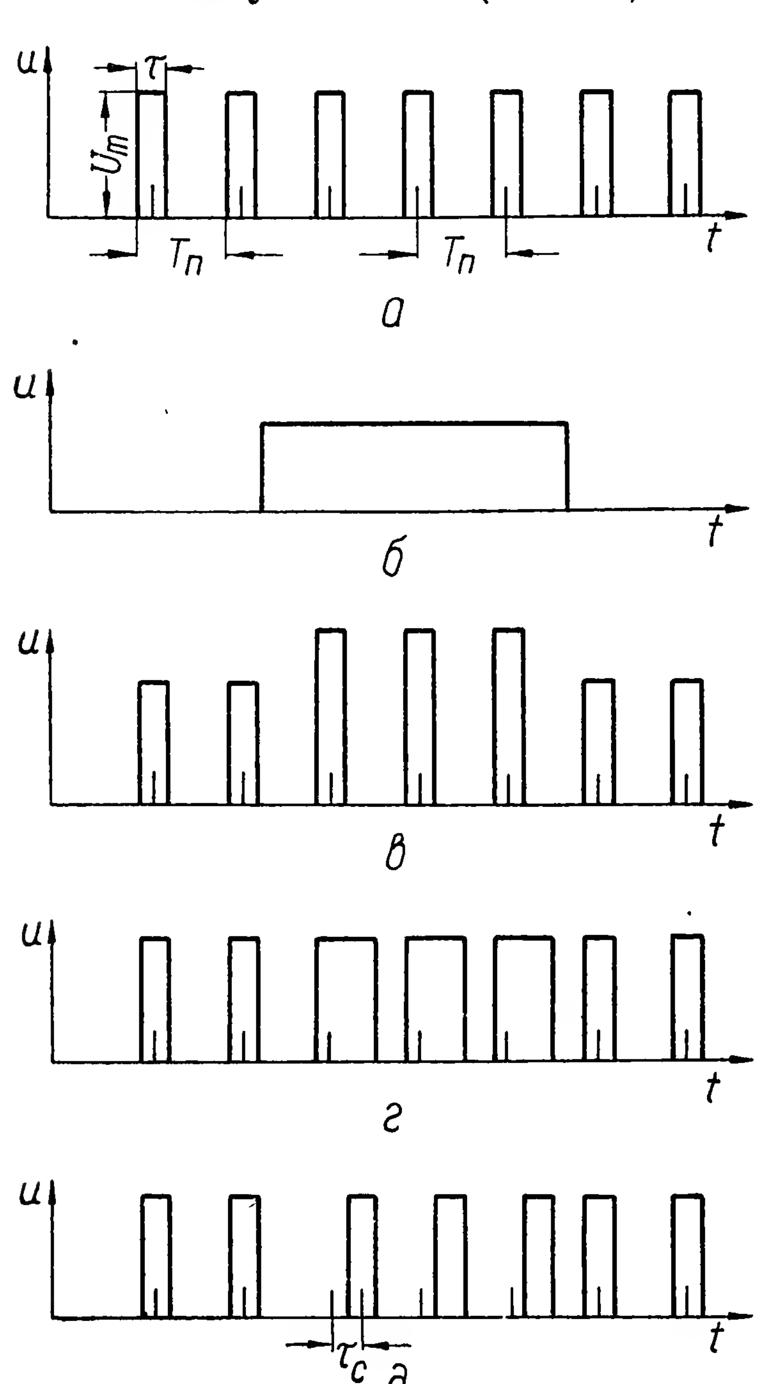


Рис. 18. Виды импульсной модуляции:

а — последовательность немодулированных импульсов; *б* — модулирующий сигнал; *в* — АИМ; *г* — ШИМ; *д* — ФИМ.

При *АИМ* амплитуда импульсов изменяется по закону передаваемого (модулирующего) сигнала (рис. 18, *б*, *в*). Этот вид модуляции не получил широкого распространения, так как отличается низкой помехоустойчивостью. При *ШИМ* длительность или ширина импульсов изменяется по закону передаваемого сигнала, а амплитуда остается постоянной (рис. 18, *г*). Этот вид модуляции называется также модуляцией по длительности (*ДИМ*).

При *ФИМ* в соответствии с изменением модулирующего сигнала изменяется время возникновения импульсов или фаза по отношению к начальному положению, а амплитуда и ширина импульсов остаются неизменными (рис. 18, *д*). Этот вид модуляции называется также время-импульсным (*ВИМ*).

Помехоустойчивость *ШИМ*, *ФИМ* и *ЧИМ* повышается за счет применения амплитудного ограничения.

Наибольшее применение в аппаратуре радиорелейных линий получила *ФИМ*, так как осуществление этого вида модуляции по сравнению с *ЧИМ* менее сложно, а по сравнению с *ШИМ* может быть достигнута более

высокая скважность, что уменьшает среднюю мощность передатчика.

В последнее время на радиорелейных линиях связи начинают применяться также новые виды модуляции.

Импульсно-кодовая модуляция (ИКМ), при которой дискретные значения первичного сигнала передаются определенными комбинациями импульсов в виде кодовых групп с постоянными амплитудой, шириной и паузами между ними. Передаваемый сигнал вначале модулирует последо-

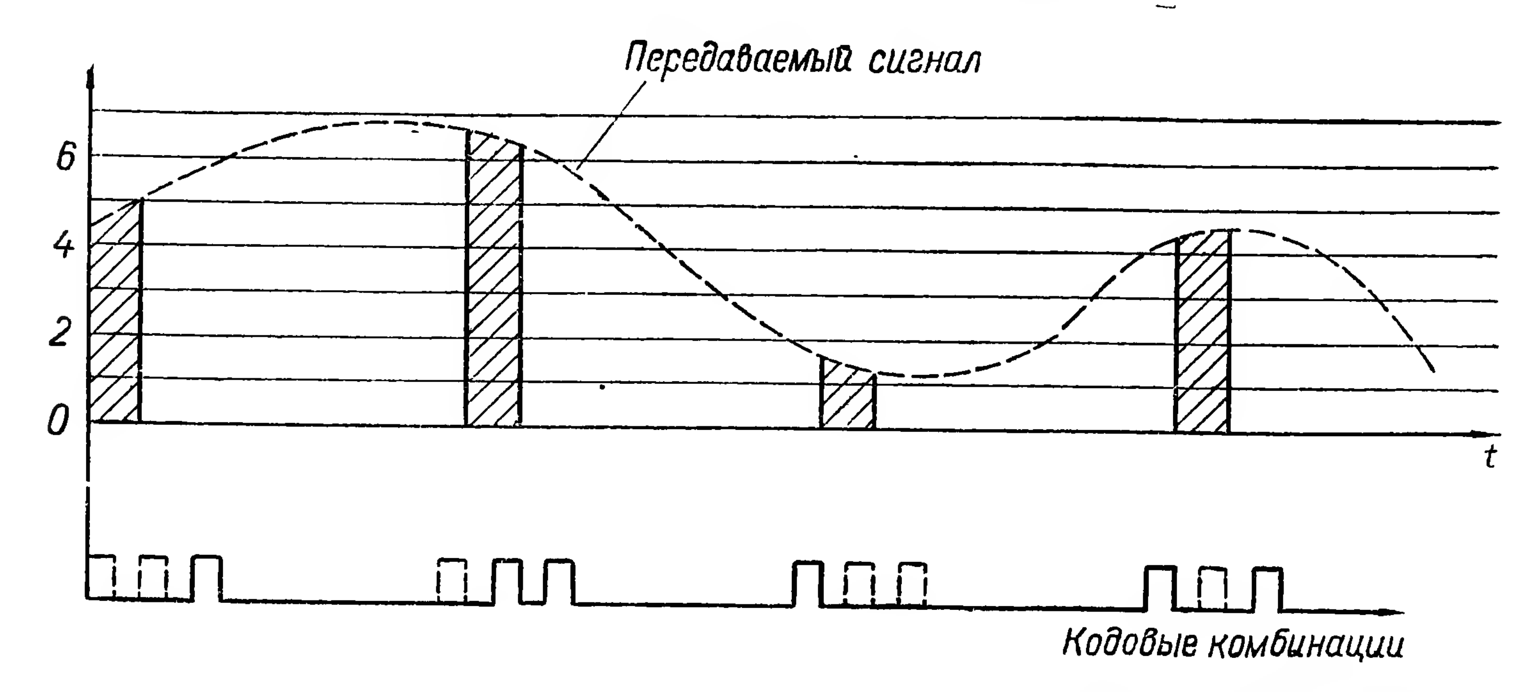


Рис. 19. Передача первичных сигналов импульсно-кодовой модуляции (*ИКМ*).

вательность импульсов по амплитуде аналогично *АИМ*, а затем каждый импульс дискретизируется и кодируется таким образом, что каждому фиксированному значению амплитуды ставится в соответствие определенная комбинация импульсов. Количество уровней дискретизации выбирается равным максимальному числу кодовых комбинаций. Обычно применяется двоичный некомплектный код с передачей единиц импульсами, а нулей — паузами, максимальное число комбинаций которого

$$M = 2^n,$$

где n — количество элементов в комбинациях.

При $n = 7$ $M = 2^7 = 128$, что достаточно для передачи телефонного разговора.

На рис. 19 поясняется принцип кодирования при $n = 3$.

На приемной стороне каждая кодовая комбинация преобразуется в импульс, амплитуда которого равна количеству уровней, передаваемых данной группой. Таким образом, последовательность кодовых групп преобразуется

в последовательность импульсов, модулированных по амплитуде в соответствии со значениями передаваемого сигнала. При дискретизации неизбежны определенные искажения сигнала, воспринимаемые при передаче телефонного разговора как шум *ИКМ* (шум квантования).

ИКМ отличается наиболее высокой помехоустойчивостью по сравнению с перечисленными ранее видами импульсной модуляции. Это связано с тем, что преобразование кодовых комбинаций, вследствие действия помех, менее вероятно,

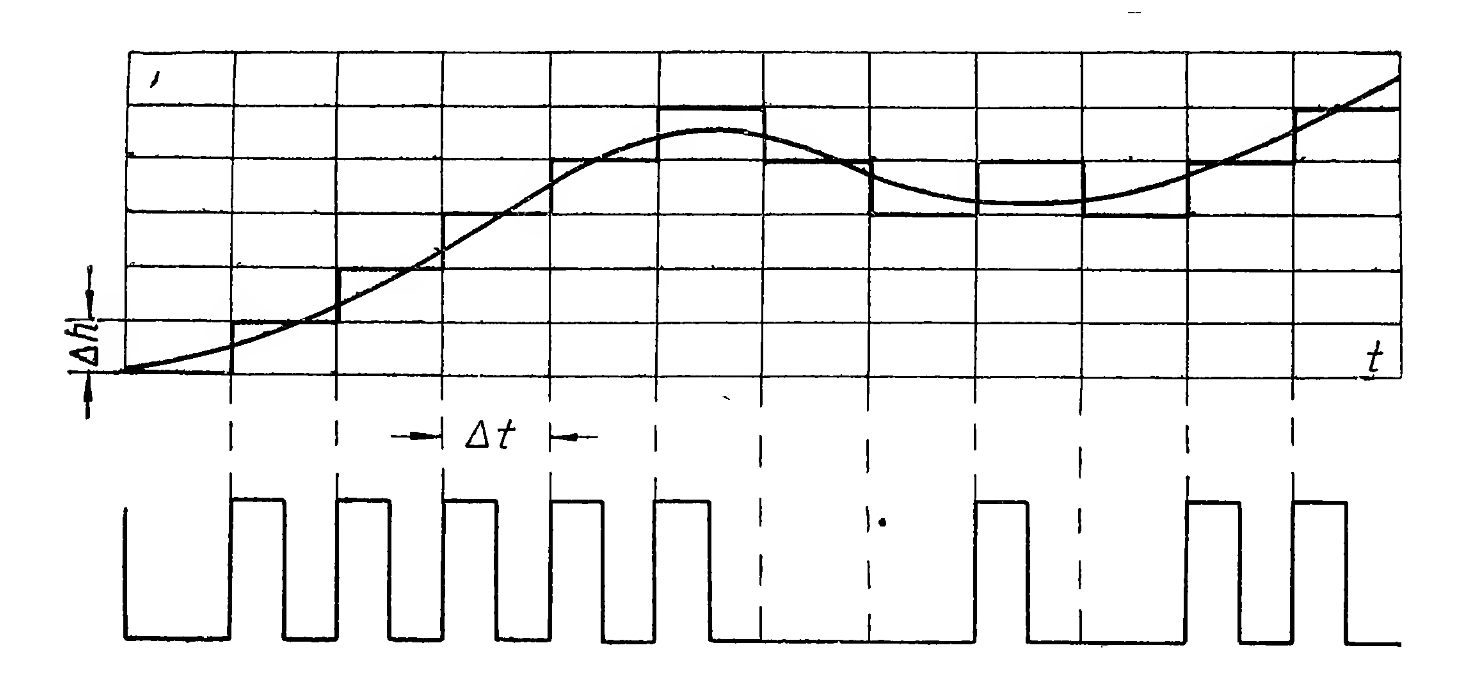


Рис. 20. Передача первичных сигналов при дельта-модуляции (*ДМ*).

чем небольшие изменения амплитуды импульсов при *АИМ* или их смещения по оси времени при *ФИМ*. Кроме того, при *ИКМ* на приемной стороне необходимо только фиксировать наличие или отсутствие импульсов в кодовой комбинации, что при наличии значительного уровня помех проще, чем определение амплитуды, длительности или положения импульса во времени.

Следует, однако, отметить, что при *ИКМ* время, выделенное для передачи на один канал должно быть больше, чем при других видах импульсной модуляции, так как вместо одного импульса по каналу должна передаваться группа импульсов. Вследствие этого количество временных каналов связи при *ИКМ* меньше, чем при *АИМ* или *ФИМ*, а аппаратура более сложная.

Дельта-модуляция (ДМ) представляет разновидность *ИКМ*, при которой производится передача только знака приращения передаваемого сигнала относительно предыдущего значения.

В передающей аппаратуре создается ступенчатое напряжение, с которым, в определенные, периодически повторяющиеся моменты времени, сравнивается передаваемый сигнал (рис. 20). Если в момент сравнения передаваемое напряжение больше ступенчатого, то посылается импульс, а если меньше — образуется пауза.

Восстановление переданного сообщения на приемной стороне производится суммированием импульсов в накопителе.

ДМ отличается высокой помехоустойчивостью, однако имеет специфический недостаток — накопление ошибки в результате подавления хотя бы одного импульса при сильных выбросах помех в канале связи.

Двойная модуляция. Применительно к радиосвязи термин «импульсная модуляция» означает двойную модуляцию: первичную модуляцию вспомогательной последовательности импульсов передаваемым сигналом и вторичную модуляцию *УКВ* колебаний напряжением, полученным в результате первичной модуляции. Принципиально вторичная модуляция может быть любая, однако наибольшее применение для этих целей получила *AM*.

Обозначение *ФИМ—AM* означает, что первичная модуляция фазово-импульсная, а вторичная — амплитудная.

§ 7. ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ПО ПРОВОДНЫМ ЛИНИЯМ

Проводные линии связи широко используются для передачи информации при помощи электрических сигналов. При небольших расстояниях (10—30 *км*) проводные линии используются непосредственно как физические каналы связи. Если расстояние значительно, то проводные линии применяются для организации многоканальной связи путем их частотного уплотнения. По конструктивному выполнению проводные линии связи разделяются на воздушные и кабельные.

Кроме специальных линий связи, для организации каналов связи используются высоковольтные линии электропередачи (*ЛЭП*) и распределительные сети.

Первичные параметры проводных линий. Электрические свойства проводных линий характеризуются ее основными или первичными параметрами, отнесенными к одному кило-

метру: активное сопротивление проводов R_0 *ом/км*, индуктивность L_0 *мгн/км*, емкость C_0 *мкф/км* и проводимость изоляции проводов G_0 1/*ом · км*. Известно, что сопротивление проводов зависит от их диаметра и материала. На сопротивление проводов влияет температура окружающей среды, поэтому сопротивление воздушных линий меняется (зимой — минимальное, летом — максимальное). Сопротивление подземных кабельных линий в течение года практически не изменяется. При возрастании частоты тока вследствие поверхностного эффекта активное сопротивление проводов, особенно стальных, значительно увеличивается. Поэтому стальные провода при частоте тока передачи более 10—12 *кгц* не используются.

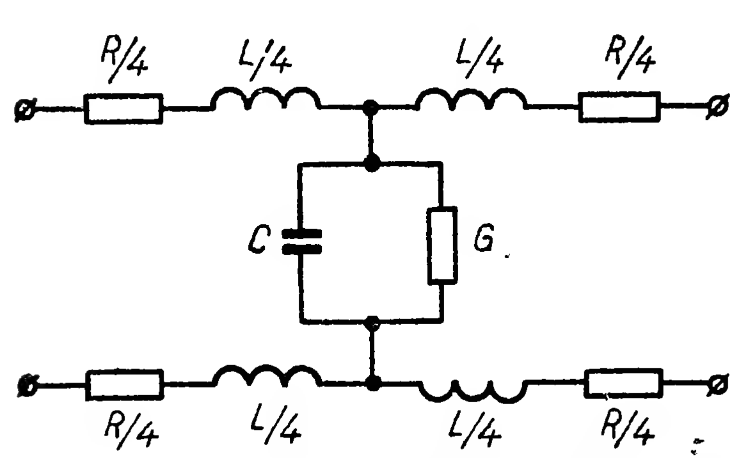


Рис. 21. Эквивалентная схема проводной линии.

Индуктивность и емкость линии определяется в основном расстоянием между проводами и диаметром проводов. Емкость кабельных линий, кроме того, также зависит от диэлектрика между проводами, а индуктивность воздушных линий — от материала проводов. Для воздушных стальных линий $L_0 = 9 \div 12$ *мгн/км*, для медных и биметаллических — $L_0 \cong 2$ *мгн/км*, а $C_0 = 0{,}05 \div 0{,}06$ *мкф/км*; для кабельных линий $L_0 = 0{,}5 \div 0{,}75$ *мгн/км*, а $C_0 = 0{,}03 \div 0{,}1$ *мкф/км* *.

Проводимость изоляции воздушных линий зависит от погоды (обычно принимается равной $G_0 = 0{,}05 \cdot 10^{-6}$ 1/*ом · км*); проводимость изоляции кабельных линий зависит от типа изоляции и принимается $G_0 = 10^{-7} \div 10^{-5}$ 1/*ом·км*. Линии связи, у которых первичные параметры остаются неизменными по всей длине, называются однородными. При расчетах однородных проводимых линий связи по первичным параметрам пользуются эквивалентной схемой для 1 *км* цепи (рис. 21). Все параметры линии относятся к 1/*км* двухпроводной цепи и определяются из таблиц в зависимости от типа линий и частоты передаваемого сигнала.

---

* Подробные данные кабельных и воздушных линий связи приводятся в справочниках [17].

Вторичные параметры проводных линий. Кроме первичных параметров проводные линии характеризуются также вторичными параметрами, к которым относятся волновое сопротивление и затухание сигнала.

Электромагнитная энергия распространяется вдоль линии в виде волны напряжения и тока. Волновое сопротивление линии равно отношению напряжения волны к току волны и для каждой линии в заданных условиях имеет постоянную величину

$$Z_с = \frac{U_в}{I_в}. \qquad (3\text{-}31)$$

Величина волнового сопротивления зависит от первичных параметров линии и частоты тока.

Волна напряжения и тока, приходящая к концу линии, отдает нагрузке всю энергию только в том случае, когда сопротивление нагрузки $Z_н$ равно волновому сопротивлению линии $Z_с$. В противном случае часть энергии возвращается от конца линии к ее началу в виде отраженной волны тока и напряжения. Следовательно, условием передачи максимальной мощности по линии связи является равенство сопротивления нагрузки волновому сопротивлению линии ($Z_н = Z_с$). Согласование сопротивлений обычно производится включением нагрузки через согласовывающие трансформаторы.

При распространении волны по линии уменьшается напряжение за счет падения напряжения на активном и индуктивном сопротивлениях, ток—за счет ответвления через распределенные вдоль линии емкость и проводимость изоляции и соответственно мощность сигнала. Явление уменьшения мощности, тока и напряжения при распространении волны называется затуханием линии и зависит от ее первичных параметров и частоты тока.

Величина затухания линии измеряется в неперах (*неп*) или децибеллах (*дб*) и определяется в условиях равенства волнового сопротивления линии и сопротивления нагрузки

$$b = \ln\frac{U_1}{U_2} = \ln\frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{2}\ln\frac{P_1}{P_2} \ неп \qquad (3\text{-}32)$$

или

$$b = 20\lg\frac{U_1}{U_2} = 20\lg\frac{I_1}{I_2} = 10\lg\frac{P_1}{P_2} \ дб, \qquad (3\text{-}33)$$

где U_1, I_1 и P_1 — напряжение, ток и мощность в начале линии;

U_2, I_2 и P_2 — напряжение, ток и мощность в конце линии.

Затуханию в 1 *неп* соответствует уменьшение напряжения (тока) в 2,72 раза или уменьшение мощности в 7,38 раза, а затуханию в 1 *дб* — уменьшение напряжения (тока) в $10^{1/20} = 1{,}12$ раза или мощности в $10^{1/10} = 1{,}25$ раза. 1 *неп* = 8,686 *дб*, а 1 *дб* = = 0,115 *неп*.

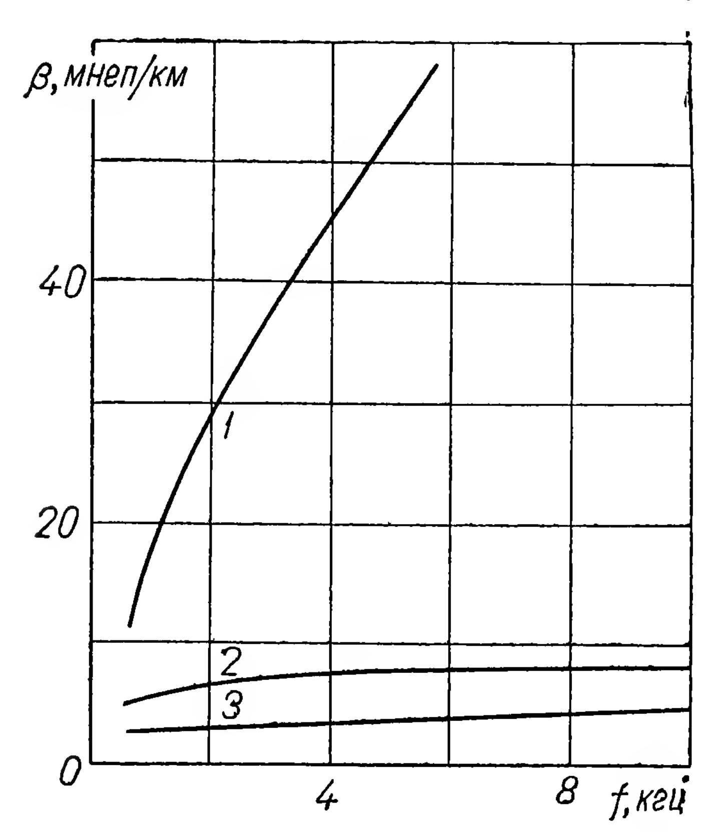


Рис. 22. Кривые изменения километрического затухания β от частоты тока:

1 — стальной провод (d = 4 *мм*); 2 — биметалл (d = 4 *мм*); 3 — медь (d = 4 *мм*).

Затухание, приходящееся на 1 *км* цепи, называется километрическим (β). Следовательно, при длине линии l

$$b = l\beta. \qquad (3\text{-}34)$$

На рис. 22 приведены кривые изменения затухания линий с увеличением частоты тока. Если известно затухание, допускаемое системой связи или телемеханики, то длина линии

$$l = \frac{b}{\beta}.$$

Например, если допустимое затухание $b = 3$ *неп*, а линия имеет стальные провода $d = 4$ *мм*, то при частоте 4000 *гц* по кривой находим (рис. 22), что $\beta = 46$ *мнеп/км*. Тогда

$$l = \frac{b}{\beta} = \frac{3}{0{,}046} = 65 \text{ км}.$$

Максимальная дальность передачи без применения усилителей определяется затуханием линии и допустимыми значениями мощности в начале и конце ее. Мощность в начале линии выбирают из условия допустимого влияния на соседние цепи, а минимальное значение ее в конце линии определяется чувствительностью приемника и уровнем помех.

Уровни передачи. Для определения абсолютной величины тока, напряжения или мощности используется понятие об электрическом уровне, как логарифме отношения

мощности, напряжения или тока к нулевому уровню. В качестве нулевого уровня принимается мощность $P_0 = 1$ *мвт*, напряжение $U_0 = 0{,}775$ *в* и ток $I_0 = 1{,}29$ *ма* (для цепей с чисто активным волновым сопротивлением $Z_c = 600$ *ом*). Если известна величина напряжения U, тока I или мощности P, то уровень

$$p = \ln\frac{U}{0{,}775}\ \textit{неп};\quad p = \ln\frac{I}{1{,}29}\ \textit{неп};\quad p = \frac{1}{2}\ln P\ \textit{неп}. \qquad (3\text{-}35)$$

Уровень передачи при $P > 1$ *мвт* считается положительным, а при $P < 1$ *мвт* — отрицательным. Разность уровней в двух точках линии равна затуханию этого участка цепи

$$p_1 - p_2 = \frac{1}{2}\left(\ln\frac{P_1}{P_0} - \ln\frac{P_2}{P_0}\right) = \frac{1}{2}\ln\frac{P_1}{P_2} = b. \qquad (3\text{-}36)$$

Передача телемеханических сигналов по проводным линиям. Во многих случаях для работы устройств *ТУ—ТС* представляется отдельная пара проводов в кабельной линии, а передача сигналов *ТИ* осуществляется по вызову с использованием параллельной пары. В пределах города для этого используются свободные пары кабельной сети АТС. При этом расчет канала связи для устройств дискретного действия заключается только в выборе напряжения источника, достаточного для компенсации затухания цепи.

Передача сигналов *ТУ* или *ТС* по одной паре проводов осуществляется последовательно во времени или с разнесением по частоте. В последнем случае во избежание влияния передатчиков на приемники, находящиеся на том же конце линии, применяются дифференциальные трансформаторы (рис. 23). Частотные сигналы, приходящие с линии, замыкаются через обмотки W_1 и W_3 дифференциального трансформатора и балансный контур *БК*. При этом через обмотку W_2 сигналы поступают на вход приемника *Пр*. Выход передатчика *П* подключен на средние точки обмоток W_1 и W_3. При равенстве входного сопротивления линии и сопротивления балансного контура токи в полуобмотках W_1 и W_3 одинаковы. Поскольку эти токи направлены встречно, то энергия в обмотку W_2 не передается. Однако так как равенство входного сопротивления линии и сопротивления балансного контура трудно достижимо, то передача сигналов *ТУ* и *ТС* осуществляется на различных частотах.

При построении систем телемеханики для рассредоточенных объектов к одной проводной линии подключается несколько *ИП*. По этой линии передают сигналы *ТУ*, *ТС*, *ТИ*, а также телефонной связи. В этом случае система обычно строится с последовательным во времени использованием линии связи. Сигналы *ТС* и *ТИ* от отдельных объектов, расположенных на различных *ИП*, передаются по опросу с *ДП*. При помощи устройства *ТУ* выбирается заданный *ИП*. Затем на данном *ИП* могут производиться последовательно во времени операции телеуправления по командам с *ДП* и выдача сигналов *ТС* и *ТИ*, а при необходимости и телефонная связь. Если в системе с рассредоточенным расположением объектов необходимо передавать по одной линии только сигналы *ТУ* и *ТС*, то часто устройство *ТУ—ТС* строится так, чтобы сигналы *ТС* от различных *ИП* передавались на несовпадающих частотах, которые на *ДП* разделяются полосовыми фильтрами. При необходимости передачи сигналов *ТУ* телесигнализация отменяется, сигналы запасаются на *ИП*, а после окончания сигнала *ТУ* передаются на *ДП*.

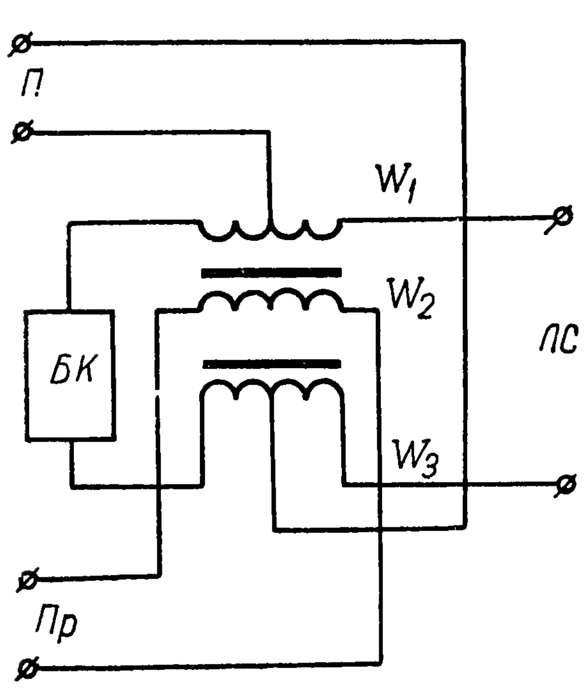


Рис. 23. Схема включения дифференциального трансформатора.

Если необходимо организовать несколько независимых телемеханических каналов связи на одной проводной линии, то применяется аппаратура, аналогичная аппаратуре частотного телеграфирования. Для этих целей выпускается аппаратура типа ТМТМ, предназначаемая для передачи сигналов телемеханических устройств в тональном диапазоне по методу частотной модуляции или манипуляции. Аппаратура рассчитывается для передачи сигналов по шести каналам с любыми несущими частотами из числа принятых в аппаратуре тонального телеграфа ТТ 12/16. Несущие частоты каналов определяются из выражения

$$f_n = 450 + 180(n - 1),$$

где n — номер канала (от 1 до 16).

В аппаратуре ТМТМ имеется дифференциальная система, обеспечивающая двустороннюю передачу по одной паре проводов.

Возможно образование до четырех прямых каналов и двух — обратных или наоборот. Допустимая частота сигнала *ТИ* не должна превышать 23—45 *гц*, а частота следования импульсов *ТУ—ТС* — до 50 *бод*.

В аппаратуре типа ТМТП лампы заменены транзисторами и внесены некоторые усовершенствования в схему и конструкцию.

Для уплотнения проводных линий каналами телемеханики также используется аппаратура КП-58-ТМ, которая образует семь каналов телемеханики, из которых шесть имеют несущие частоты 1050, 1220, 1410, 1560, 1870 и 2150 *гц*. Седьмой канал предназначается для быстродействующей аппаратуры телемеханики и занимает диапазон 300—800 *гц*. В настоящее время выпускается аппаратура КП-59-ТМ.

Выбор структуры каналов связи для рассредоточенных объектов *ТУ — ТС*. В ряде отраслей народного хозяйства многочисленные объекты, подлежащие телемеханизации, рассредоточены и располагаются вдоль линии (трубопроводы, оросительные каналы, системы дальней связи, железные дороги) или по площади (нефтяные и газовые промыслы, промышленные комбинаты, аэродромы и т. п.). Эти рассредоточенные объекты *ТУ—ТС* при телемеханизации должны контролироваться и управляться с одного или нескольких *ДП*. При этом необходимо обосновать выбор структуры каналов связи, сочетающей высокую надежность с экономичностью и удобствами эксплуатации.

Анализ структуры каналов связи [19] показывает, что для объектов *ТУ—ТС*, рассредоточенных по площади, при использовании для телемеханизации проводных линий наиболее целесообразным является кустовой принцип построения системы, когда все *ИП* в зависимости от их расположения делятся на группы (кусты), которые связываются с общим *ДП* отдельными линиями связи. При этом все *ИП* данного куста присоединяются непосредственно к общей линии связи (рис. 24, *а*) или через дополнительные отрезки линии (рис. 24, *б*).

Чтобы повысить надежность работы системы, все *ИП* подключаются к линии, как правило, параллельно без ее разрыва. Оптимальное с точки зрения надежности и экономичности число кустов $N_к$ зависит от количества *ИП* в системе (рис. 24, *в*).

При телемеханизации объектов, рассредоточенных вдоль общей линии (трубопроводы, системы дальней связи, оросительные каналы и др.), оборудуются районные *ДП*, которые размещаются равномерно по длине и по средине кустов (рис. 24, *г*). От районных *ДП* информация поступает на центральный *ДП* по отдельным каналам связи.

При использовании радиоканалов целесообразно делить *ИП* на группы с передачей *ТС* на одной общей волне. Если количество информации, передаваемой от каждого *ИП*, сравнительно невелико, то при таком

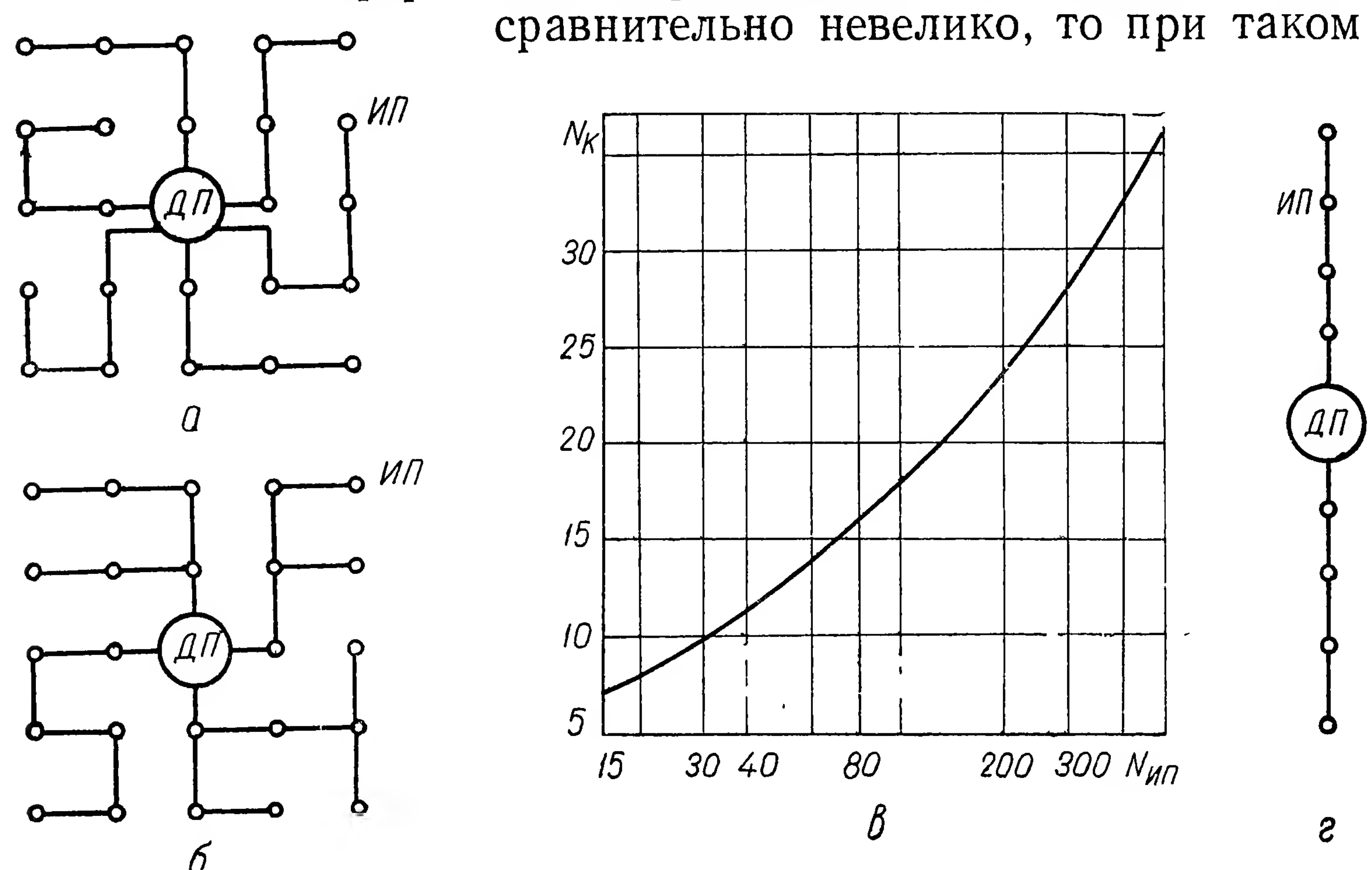


Рис. 24. Виды каналов связи для рассредоточенных объектов:

а — непосредственное присоединение *ИП* к общей линии связи; *б* — древовидная схема присоединения *ИП*; *в* — кривая зависимости количества кустов $N_К$ от числа *ИП* в системе $N_{ИП}$; *г*—схема присоединения *ИП*, расположенных вдоль общей линии.

построении системы вероятность потери сигнала *ТС* (в случае одновременной передачи *ТС* от нескольких *ИП*) незначительна.

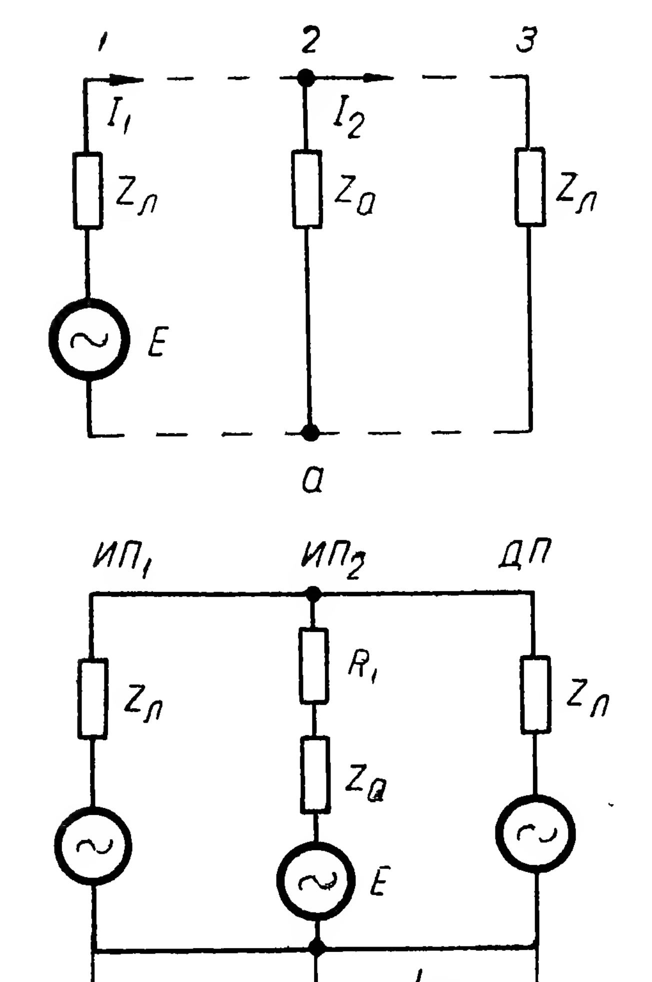
Расчет каналов телемеханики для рассредоточенных объектов с учетом шунтирующего действия аппаратуры, включенной в промежуточных пунктах. На рис. 25, *а* приведена эквивалентная схема для определения шунтирующего действия аппаратуры с входным сопротивлением $Z_а$, включенной на промежуточном пункте *2*. В начале линии включен генератор, а в конце линии — нагрузка с сопротивлениями, равными волновому сопротивлению линии.

При отключенном сопротивлении $Z_а$ генератор посылает в нагрузку ток

$$I_1 = \frac{E}{2Z_л},$$

а при наличии $Z_а$

$$I_2 = \frac{E}{\frac{Z_а + Z_л}{Z_а}\left(Z_л + \frac{Z_а Z_л}{Z_а + Z_л}\right)}.$$



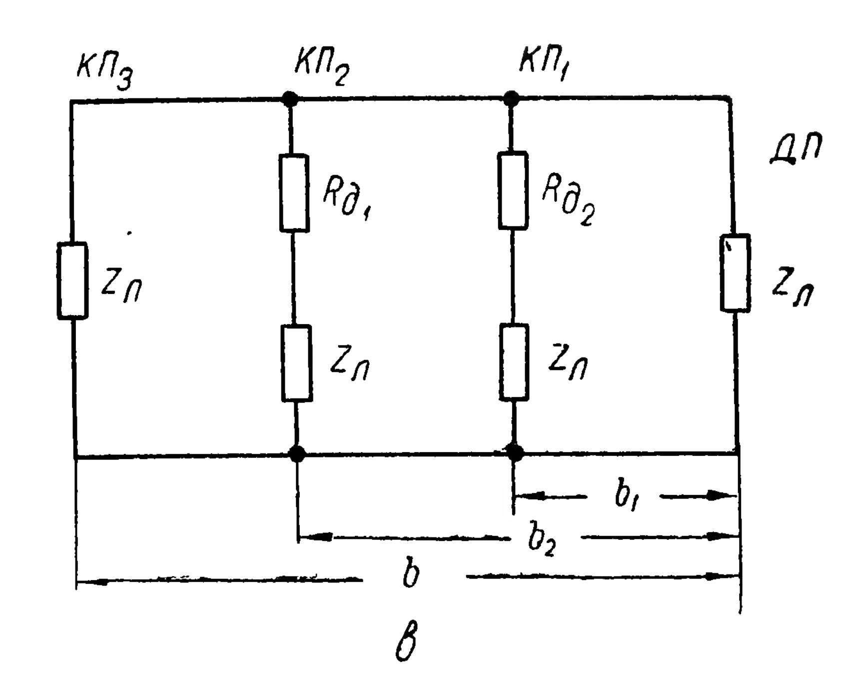


Рис. 25. Схемы к расчету каналов телемеханики с рассредоточенными объектами управления:

а — для определения шунтирующего действия промежуточных пунктов; *б* — для определения дополнительного сопротивления; *в* — к примеру расчета линии связи.

Следовательно, затухание, вносимое шунтирующим действием сопротивления $Z_а$

$$b_ш = \ln\left|\frac{I_1}{I_2}\right| = \ln\left|\frac{\frac{Z_а + Z_л}{Z_а}\left(Z_л + \frac{Z_а Z_л}{Z_а + Z_л}\right)}{2Z_л}\right| = \ln\left|1 + \frac{Z_л}{2Z_а}\right|. \quad (3\text{-}37)$$

Если $Z_а = Z_л$, то

$$b_ш = \ln 1{,}5 = 0{,}405 \ \textit{неп}. \quad (3\text{-}38)$$

Чтобы уменьшить затухание, вносимое промежуточным пунктом, его входное сопротивление увеличивают включением дополнительного сопротивления. Однако доба-

вочное сопротивление увеличивает затухание цепи для прохождения сигнала от промежуточного исполнительного пункта (*ИП*) к диспетчерскому пункту (*ДП*).

Затухание, вносимое добавочным сопротивлением $R_д$ в участок канала связи между $ИП_2$ и *ДП*, определяется из следующих соображений (рис. 25, *б*). Когда $R_1 = 0$ генератор промежуточного $ИП_2$ посылает в полезную нагрузку ток

$$I_1 = \frac{E}{2\left(Z_а + \frac{Z_л}{2}\right)} = \frac{E}{2Z_а + Z_л},$$

а при $R_1 > 0$

$$I_2 = \frac{E}{2\left(Z_а + R_1 + \frac{Z_л}{2}\right)} = \frac{E}{2Z_а + Z_л + 2R_1}.$$

Следовательно, затухание, вносимое добавочным сопротивлением R_1 в участок канала связи между $ИП_2$ и *ДП*,

$$b_{д_1} = \ln\left|\frac{I_1}{I_2}\right| = \ln\left|\frac{2Z_а + Z_л + 2R_1}{2Z_а + Z_л}\right| = \ln\left|1 + \frac{2R_1}{2Z_а + Z_л}\right|,$$

а в общем виде для любого участка

$$b_{д_n} = \ln\left|1 + \frac{2R_n}{2Z_а + Z_л}\right|. \quad (3\text{-}39)$$

При $Z_а = Z_л$

$$b_{д_n} = \ln\left|1 + \frac{2R_n}{3Z_л}\right|. \quad (3\text{-}40)$$

Это дополнительное затухание в сумме с затуханием b_n участка от $ИП_n$ до *ДП* не должно превышать максимально допустимой величины затухания между оконечными пунктами β_{max} за вычетом затухания, вносимого шунтирующим действием левой половины линии связи. Следовательно,

$$b_{д_n} + b_n = b_{max} - b_ш, \quad (3\text{-}41)$$

а при $Z_а = Z_л$ из выражения (3-38)

$$b_{д_n} + b_n = b_{max} - 0{,}405$$

или

$$b_{д_п} = b_{\max} - b_п - 0{,}405. \quad (3\text{-}42)$$

Из уравнений (3-42) и (3-40) получаем

$$\ln\left|1 + \frac{2R_п}{3Z_л}\right| = b_{\max} - b_п - 0{,}405$$

или

$$1 + \frac{2R_п}{3Z_л} = \frac{e^{b_{\max} - b_п}}{e^{0{,}405}},$$

так как $e^{0{,}405} = 1{,}5$, то

$$R_п = Z_л\left(e^{b_{\max} - b_п} - 1{,}5\right). \quad (3\text{-}43)$$

Если затухание линии значительно меньше $b_{\max}$, то для определения $R_п$ в выражение (3-43) подставляется величина

$$b_р = \frac{b_{\max} + b}{2}. \quad (3\text{-}44)$$

Промежуточный пункт *ИП* вносит в канал связи между оконечными пунктами затухание $b_{и.п}$, величина которого из выражения (3-37) при $Z_а = Z_л + R$

$$b_{и.п} = \ln\left|1 + \frac{Z_л}{2(R + Z_л)}\right|. \quad (3\text{-}45)$$

Для оконечного пункта сумма полного затухания линии и затухания, вносимого промежуточным пунктом *ИП* должна быть

$$b + b_{и.п} < b_{\max}. \quad (3\text{-}46)$$

При нескольких промежуточных пунктах

$$b + \sum_{и.п_1}^{и.п_п} b_{и.п} < b_{\max}. \quad (3\text{-}47)$$

Для промежуточных пунктов следует также учитывать затухание, вносимое добавочным сопротивлением, и шунтирующее действие левой половины линии, которое в соот-

ветствии с выражением (3-38) принимается равным 0,405. Следовательно, для промежуточных пунктов

$$b_n + b_{д_n} + \sum_{и.\,п_1}^{и.\,п_{n-1}} b_{и.\,п} + 0,405 < b_{max}. \qquad (3\text{-}48)$$

Рассчитаем добавочные сопротивления для схемы, приведенной на рис. 25, *в* при $b_{max} = 3,5$ *неп*, $b_1 = 0,5$ *неп*, $b_2 = 1$ *неп*, $b = 1,5$ *неп*. Из уравнения (3-44)

$$b_р = \frac{3,5 + 1,5}{2} = 2,5 \text{ неп}.$$

Из уравнения (3-43), принимая $b_{max} = b_р$,

$$R_1 = Z_л\,(e^{2,5-0,5} - 1,5) = 6Z_л;$$

$$R_2 = Z_л\,(e^{2,5-1} - 1,5) = 3Z_л.$$

Из выражения (3-45)

$$b_{и.\,п_1} = \ln\left|1 + \frac{Z_л}{2 \cdot 7Z_л}\right| = 0,07 \text{ неп};$$

$$b_{и.\,п_2} = \ln\left|1 + \frac{Z_л}{2 \cdot 4Z_л}\right| = 0,11 \text{ неп}.$$

Из выражения (3-40)

$$b_{д_1} = \ln\left|1 + \frac{2 \cdot 6Z_л}{3Z_л}\right| = 1,6 \text{ неп};$$

$$b_{д_2} = \ln\left|1 + \frac{2 \cdot 3Z_л}{3Z_л}\right| \approx 1,1 \text{ неп}.$$

Для оконечного пункта $ИП_3$ из уравнения (3-47)

$$1,5 + 0,07 + 0,11 = 1,68 \text{ неп} < b_{max}.$$

Для промежуточных пунктов $ИП_2$ и $ИП_1$ из уравнения (3-48)

$$1 + 1,1 + 0,07 + 0,405 \approx 2,7 < b_{max};$$

$$0,5 + 1,6 + 0,405 = 2,5 < b_{max}.$$

§ 8. ИСКАЖЕНИЯ В КАНАЛАХ СВЯЗИ

Искажения сигналов при передаче их по каналам связи возникают вследствие воздействия элементов канала (линейные и аппаратурные искажения), а также из-за проникающих в канал помех от соседних каналов

(переходные помехи) и атмосферных или индустриальных помех *.

Линейные искажения сигналов возникают при их прохождении по линейной цепи, а аппаратурные вследствие нелинейности отдельных элементов аппаратуры и ограничения ее полосы пропускания. Результатом этих искажений являются изменения первоначальных амплитуды, формы и длительности сигнала.

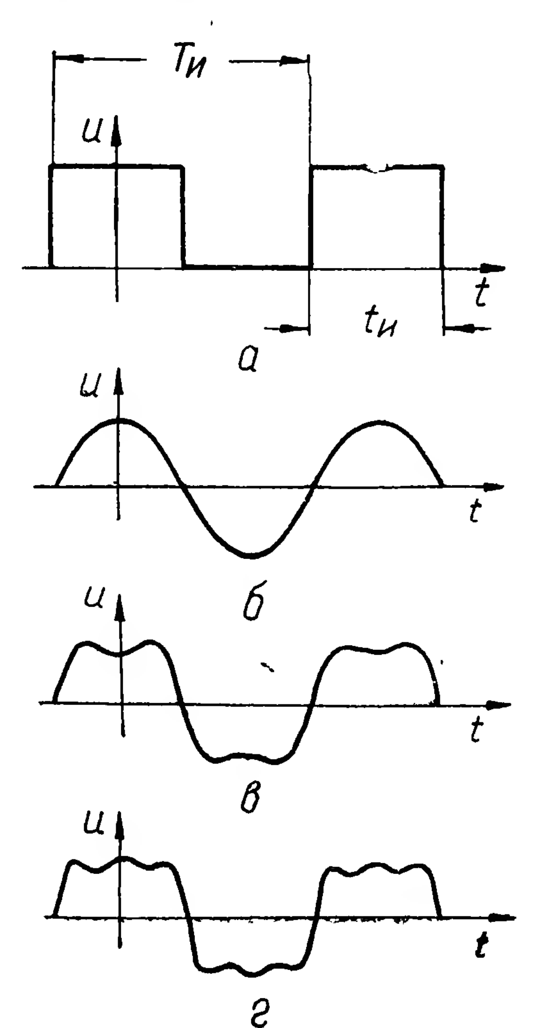


Рис. 26. Форма сигнала при ограничении спектра последовательности прямоугольных импульсов:

а — последовательность прямоугольных импульсов; *б* — основная гармоника; *в* — при ограничении спектра сигнала третьей гармоникой; *г* — при ограничении — пятой гармоникой.

Линейные искажения сигналов *ТУ—ТС*. Телемеханические сигналы часто представляют собой периодическую последовательность импульсов (рис. 26, *а*). Такую серию импульсов можно представить состоящей из постоянной слагающей и ряда синусоидальных составляющих (гармоник), первая из которых (основная гармоника) имеет частоту следования импульсов (рис. 26, *б*)

$$f_1 = \frac{1}{T_и}. \tag{3-49}$$

Высшие гармоники соответствуют ряду нечетных чисел, кратных частоте основной гармоники $3f_1$, $5f_1$, $7f_1$, ..., nf_1. Причем амплитуда гармоник убывает с увеличением их номера.

Выражение для периодической последовательности прямоугольных импульсов при $t_и = \frac{T_и}{2}$, разложенной на гармоники, имеет вид

$$u(t) = \frac{U}{2} + U_1 \sin \omega_1 t + U_3 \sin \omega_3 t + \ldots + U_n \sin \omega_n t, \tag{3-50}$$

где

$$U_1 = \frac{2U}{\pi}; \quad U_n = \frac{U_1}{n}.$$

---

* Помехи в каналах связи и помехоустойчивость телеуправления рассмотрены в гл. VI.

На рис. 26, *в* показана форма сигнала при ограничении последовательности прямоугольных импульсов третьей гармоникой, а на рис. 26, *г* — пятой гармоникой.

Проходя по линии, гармоники прямоугольных импульсов затухают не одинаково, так как с увеличением частоты тока затухание возрастает. Поэтому в конце линии сумма гармоник приобретает форму, отличную от формы импульса в начале линии, следовательно, возникают амплитудные искажения. Кроме того, возникают также фазовые искажения, вследствие неодинаковой скорости распространения гармоник по линии. Эти амплитудно-фазовые искажения уменьшают полезную длительность импульсов (рис. 27, *а*). Прямоугольный импульс в начале линии имеет длительность

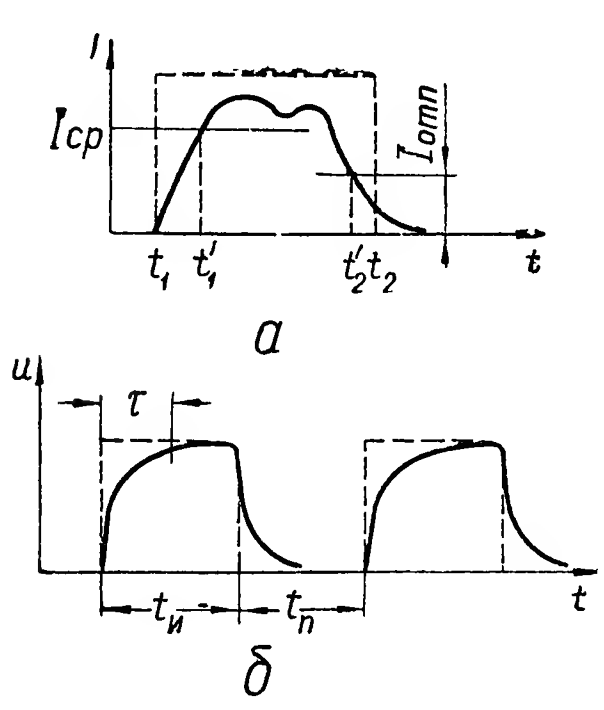


Рис. 27. Искажения формы сигналов:

а — амплитудно-фазовые искажения импульса; *б* — искажения фронтов импульсов.

$$t_и = t_2 - t_1.$$

После прохождения по линии импульс искажается, вследствие чего приемное пороговое устройство с током срабатывания $I_{ср}$ и отпускания $I_{отп}$ срабатывает и отпускает не в моменты t_1 и t_2, а в моменты t_1' и t_2'. При этом длительность рабочей части импульса сокращается $t_2' - t_1' < t_и$.

Для уменьшения амплитудно-фазовых искажений амплитудные и фазовые характеристики корректируются включением в линию соответствующих выравнивающих элементов.

При несогласованных нагрузках наблюдаются дополнительные искажения, обусловленные действием отраженных сигналов. Вследствие этого также изменяется форма сигналов, поступающих в приемник.

Аппаратурные искажения. Аппаратурные искажения сигналов связаны с ограничением полосы пропускания приемной аппаратуры. Вследствие этого наблюдается искажение фронтов импульсов, так как ток устанавливается не мгновенно и исчезает не сразу (рис. 27, *б*).

Если считать, что устанавливающийся процесс при включении закончился, когда ток достиг 90% максимального

значения, а при выключении соответственно 10%, то величина запаздывания

$$\tau = \frac{0,76}{\Delta f_{пр}}, \qquad (3\text{-}51)$$

где $\Delta f_{пр}$ — ширина полосы пропускания аппаратуры.

При $\tau > t_и$ передача импульсных сигналов невозможна.

Если требуется передать третью гармонику сигнала, то необходимая ширина полосы

$$\Delta f_{пр} = \frac{3}{2t_и} = \frac{1,5}{t_и}, \qquad (3\text{-}52)$$

а при передаче пятой гармоники

$$\Delta f_{пр} = \frac{5}{2t_и} = \frac{2,5}{t_и}. \qquad (3\text{-}53)$$

Переходные помехи. Взаимное влияние между цепями связи обусловливается наличием емкостной и магнитной связей между ними. При этом возникают переходные помехи. Количественная оценка взаимного влияния между цепями определяется величинами переходных затуханий на ближнем и дальнем концах.

Если уровень передачи влияющей цепи p_1, а уровень переходных помех в цепи, подверженной влияниям, p_2, то переходное затухание

$$b_{пер} = p_1 - p_2.$$

Переходное затухание на воздушных линиях связи на ближнем конце (там же где включен источник мешающих сигналов) при частоте 800 *гц* не должно быть меньше

$$b_{пер} = 7,5 + \frac{1}{2}N,$$

где N — количество участков цепи между усилительными пунктами.

Переходное затухание в кордельных кабелях между любыми парами жил на любом конце должно быть не менее 9 *неп* при частоте 800 *гц*.

Уменьшение взаимного влияния между воздушными цепями достигается скрещиванием, а между парами жил в кабеле — скручиванием в группы с различным шагом скрутки. Кроме того, уровень полезного сигнала ограничивается.

§ 9. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЧАСТОТНЫЕ ФИЛЬТРЫ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В КАНАЛАХ ТЕЛЕМЕХАНИКИ

Частотным фильтром называется четырехполюсник, обладающий избирательностью, под которой понимается способность выделять определенный диапазон частот из всего спектра частот, поступающих на его вход. В полосе пропускания фильтра токи пропускаются с небольшим затуханием, а вне этой полосы — с большим затуханием.

В зависимости от полосы пропускания фильтры делятся на:

а) фильтры нижних частот (*ФНЧ*), пропускающие токи с частотами от нуля до определенной частоты f_c (частота среза);

б) фильтры верхних частот (*ФВЧ*), пропускающие токи от определенной частоты f_c до бесконечности;

в) полосовые фильтры (*ПФ*), пропускающие токи в определенной полосе частот от f_1 до f_2;

г) заграждающие фильтры (*ЗФ*), не пропускающие токи в полосе частот от f_1 до f_2.

В зависимости от применяемых в схеме элементов фильтры делятся на *LC*-фильтры и *RC*-фильтры. Наиболее широко применяются *LC*-фильтры.

Качество фильтров определяют характеристики затухания, фазового сдвига и характеристического сопротивления. Характеристика затухания фильтра является наиболее важной, так как она определяет его избирательность. Характеристика фазового сдвига в полосе пропускания определяет частотно-фазовые искажения, вносимые фильтром. Частотная зависимость характеристического сопротивления в полосе пропускания определяет возможную степень согласования фильтра с нагрузкой, а в полосе непропускания характеризует пригодность фильтра для параллельной работы в многоканальной аппаратуре каналов связи.

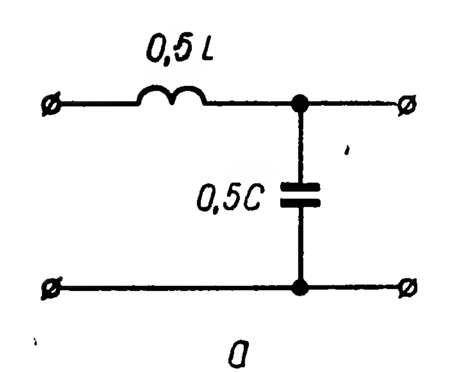
Фильтры типа *К*. Фильтратами типа *К* называют такие фильтры, у которых последовательные и параллельные плечи являются обратными двухполюсниками

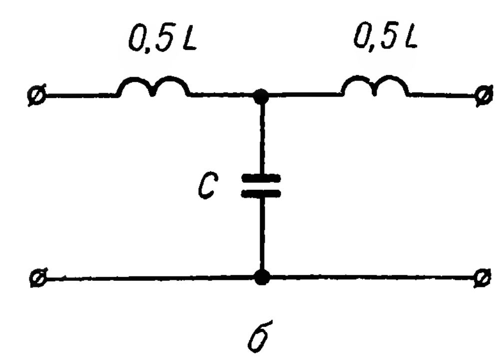
$$Z_1 Z_2 = R^2, \qquad (3\text{-}54)$$

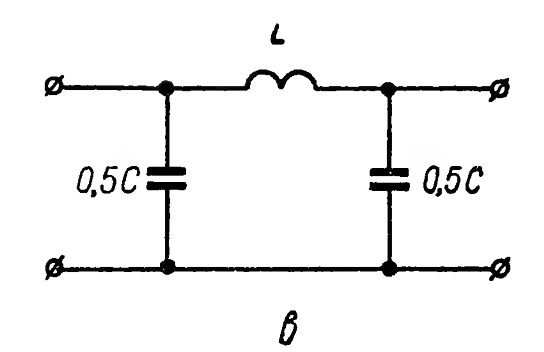
где R — номинальное характеристическое сопротивление, являющееся постоянной величиной. Схемы фильтров

нижних частот типа K и характеристика затухания приведены на рис. 28, где

$$\left.\begin{aligned} Z_1 &= j\omega L; \\ Z_2 &= \frac{1}{j\omega C}. \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}55)$$







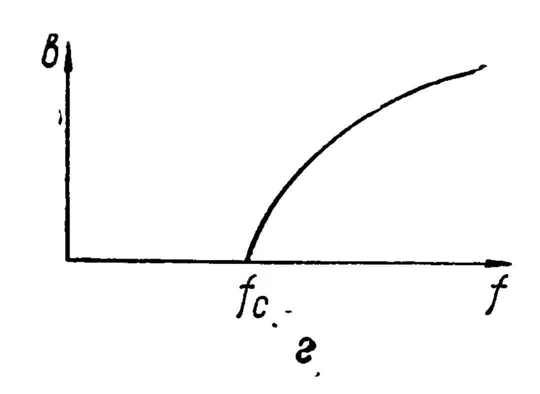
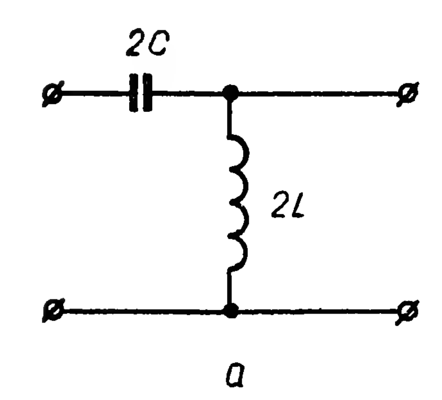


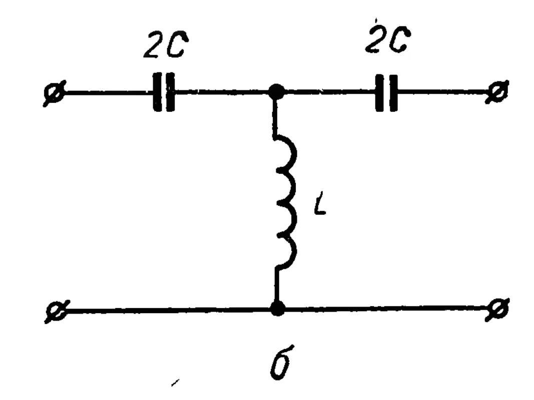
Рис. 28. Схемы фильтров нижних частот типа K:

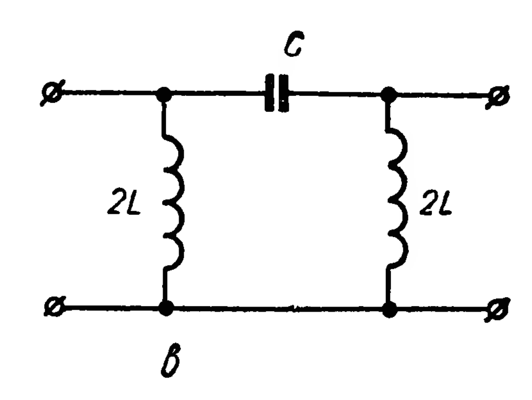
а — Г-образное полузвено; *б* — Т-образное звено; *в* — П-образное звено; *г* — характеристика затухания.

Из выражений (3-54) и (3-55), получаем

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}}. \qquad (3\text{-}56)$$







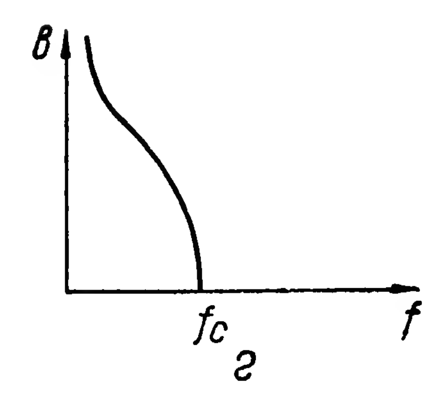


Рис. 29. Схемы фильтров верхних частот типа K:

а — Г-образное полузвено; *б* — Т-образное звено; *в* — П-образное звено; *г* — характеристика затухания.

Частота среза определяется из выражения

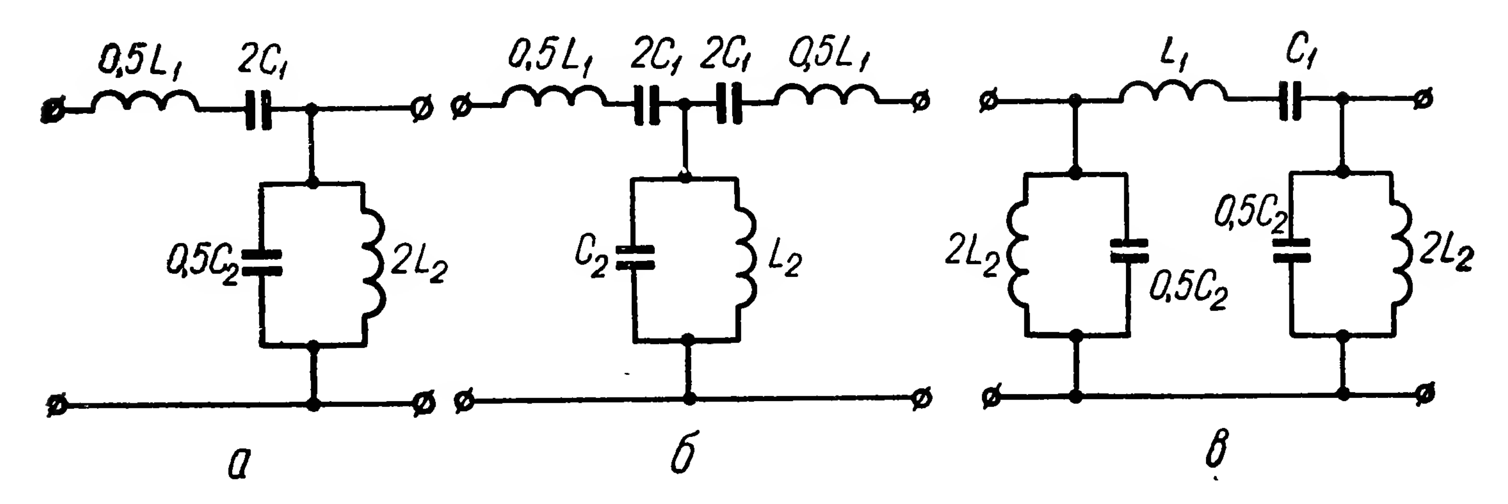
$$f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}. \qquad (3\text{-}57)$$

Из выражений (3-56) и (3-57) получаем

$$\left.\begin{aligned} L &= \frac{R}{\pi f_c}\ \textit{гн};\\ C &= \frac{1}{\pi f_c R}\ \textit{ф}. \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}58)$$

Схемы фильтров верхних частот типа K и характеристика затухания приведены на рис. 29, где

$$\left.\begin{aligned} Z_1 &= \frac{1}{j\omega C};\\ Z_2 &= j\omega L. \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}59)$$



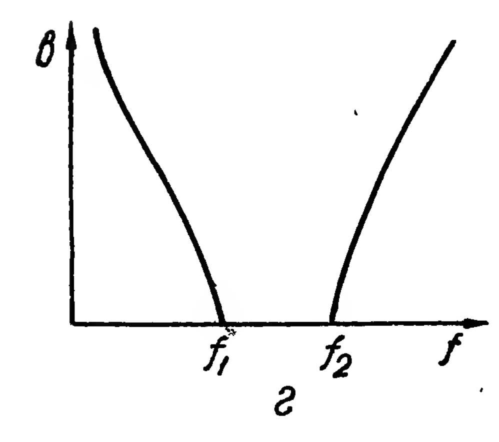


Рис. 30. Схемы полосовых фильтров типа K: *а* — Г-образное полузвено; *б* — Т-образное звено; *в* — П-образное звено; *г* — характеристика затухания.

Частота среза определяется из выражения

$$f_c = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}. \qquad (3\text{-}60)$$

Из выражений (3-56) и (3-60) имеем

$$\left.\begin{aligned} L &= \frac{R}{4\pi f_c}\ \textit{гн};\\ C &= \frac{1}{4\pi f_c R}\ \textit{ф}. \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}61)$$

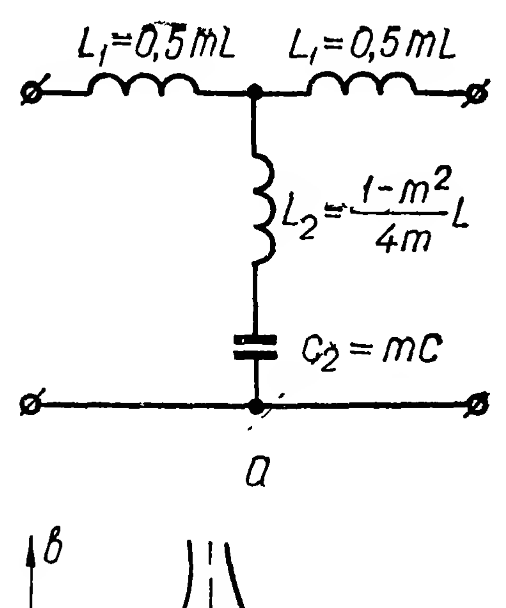
Схемы полосовых фильтров типа K и характеристика затухания приведены на рис. 30, где

$$\left.\begin{aligned} L_1 &= \frac{R}{\pi(f_2 - f_1)}\ \textit{гн}; & C_1 &= \frac{f_2 - f_1}{4\pi R f_1 f_2}\ \textit{ф};\\ L_2 &= \frac{R(f_2 - f_1)}{4\pi f_1 f_2}; & C_2 &= \frac{1}{\pi R(f_2 - f_1)}. \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}62)$$

По затуханию и фазовым характеристикам Т- и П-образные звенья каждого типа фильтров равноценны, а соответствующие характеристические сопротивления полузвеньев в два раза меньше звена.

Для параллельной работы обычно применяют Т-образные звенья, так как их характеристическое сопротивление в полосе непропускания непрерывно возрастает и в меньшей степени шунтирует токи соседних каналов.

Существенным недостатком фильтров типа *К* является резкое изменение частотной зависимости характеристического сопротивления в полосе пропускания, в результате чего появляется несогласованность фильтра с нагрузкой. Кроме того, фильтры типа *К* имеют сравнительно небольшую крутизну характеристики затухания. Для повышения крутизны характеристики затухания применяются многозвенные фильтры, состоящие из последовательно включенных основных звеньев.



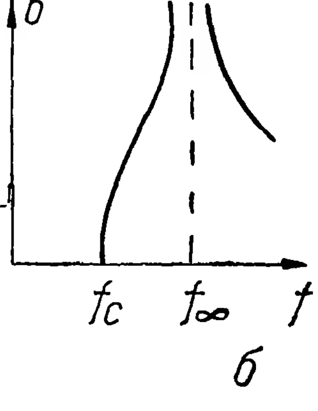


Рис. 31. Фильтр типа *m*:
а — схема; *б* — характеристика затухания.

Фильтры типа *m*. Схема фильтра нижних частот типа *m* и характеристика затухания приведены на рис. 31. Эта схема получена из Т-образного звена *ФНЧ* типа *К* путем замены параллельного плеча фильтра последовательным соединением индуктивности и емкости. Изменение характеристики затухания получается вследствие шунтирующегося действия параллельного плеча фильтра по мере приближения к его резонансной частоте. При резонансной частоте f_∞ сопротивление параллельного плеча фильтра равно нулю, фильтр оказывается закороченным и его затухание становится бесконечно большим.

Величины элементов и электрические характеристики фильтров типа *m* определяются расчетным параметром *m*, величина которого выбирается в пределах 0,50—0,62. При этом характеристическое сопротивление фильтров в полосе пропускания наиболее постоянное. Такие фильтры включаются на концах сложных многозвенных фильтров (например, типа *К*), чем улучшается согласование с нагрузкой.

§ 10. КАНАЛЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ СВЯЗИ

В многоканальных системах связи для передачи информации от большого числа источников сообщений используются высокочастотные каналы связи. Для работы этих систем используются воздушные или кабельные линии связи, а также линии электропередачи (*ЛЭП*) и радиолинии.

Для междугородней связи наиболее широко применяются кабельные и радиорелейные линии, обладающие значительной пропускной способностью и высокой надежностью.

Из кабельных линий, применяемых в настоящее время, наибольшей пропускной способностью обладают коаксиальные кабельные линии. Эти линии обычно используются в диапазоне от 60 до 8000—12 000 *кгц*.

Высокочастотные каналы по линиям связи. Для уплотнения воздушных линий используется аппаратура типа В-3 и В-12, а для симметричных кабельных цепей — К-12, К-24, К-60, К-120, К-180 *. Эта аппаратура работает без передачи по линии токов несущих частот (по системе *ОБП*) и снабжена устройствами автоматической регулировки уровня (*АРУ*).

В многоканальной аппаратуре высокочастотной связи можно выделить дополнительные каналы телемеханики. Например, в аппаратуре В-3, применяемой для ведомственной оперативной служебной связи, не используется спектр частот фототелеграфа 3,5—6 *кгц*. В этом диапазоне могут передаваться сигналы телемеханики непосредственно или с использованием аппаратуры ТМТМ или ТМТП.

Если в аппаратуре уплотнения для автоматической регулировки уровней предусмотрена передача контрольных частот, то эти частоты можно дополнительно промодулировать сигналами телемеханики.

Для передачи сигналов телемеханики часто используется часть полосы телефонного канала. Например, нижняя часть полосы 300—2400—2700 *гц* предоставляется для телефонной связи без существенного ее ухудшения, а верхняя часть — 2500—3400 *гц* занимается для передачи сигналов телемеханики.

---

* В—воздушная, К—кабельная, цифра после буквы обозначает количество каналов.

Высокочастотные каналы связи по линиям электропередачи (ЛЭП).

Высокочастотные каналы связи по *ЛЭП*, как правило, устраиваются по схеме фаза — земля (рис. 32). Высокочастотные посты связи *ВЧП* включают высокочастотную аппаратуру, образующую высокочастотный канал связи, а также аппаратуру частотного уплотнения этого канала путем модуляции высокочастотной несущей частоты группой поднесущих частот, выбранных в тональном диапазоне и образующих отдельные каналы связи. Передача сигналов *ТУ—ТС* осуществляется путем модуляции или манипуляции поднесущих частот.

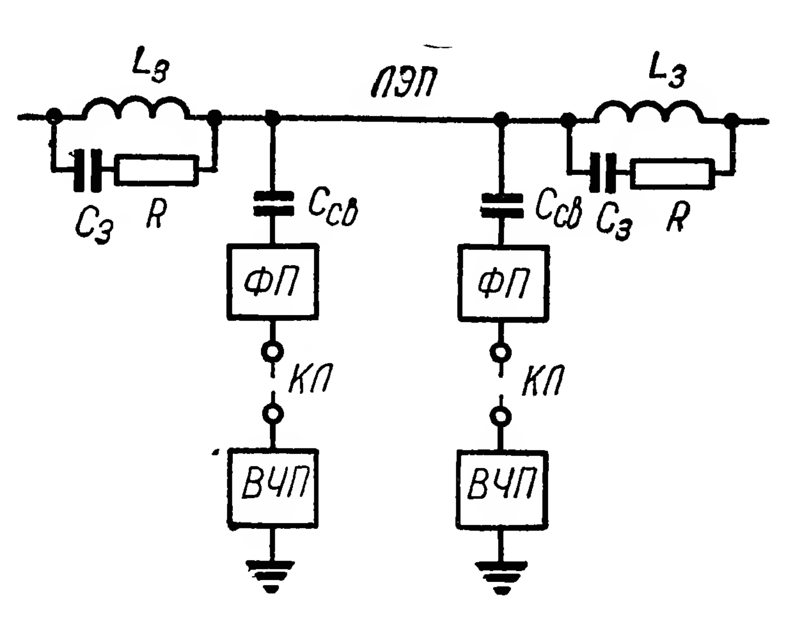


Рис. 32. Схема присоединения высокочастотных постов *ВЧП* к линии электропередачи *ЛЭП*.

Высокочастотные посты связи *ВЧП* подсоединяются к *ЛЭП* через фильтры присоединения *ФП* и конденсаторы связи $C_{св}$. Фильтр присоединения служит для согласования входных и выходных сопротивлений *ЛЭП* и кабельной линии *КЛ*, соединяющей его с высокочастотным постом. Конденсаторы связи служат для отделения аппаратуры поста от высокого напряжения *ЛЭП*. Так как емкость конденсаторов связи мала (порядка 2200—4400 *пф*), то они представляют высокое сопротивление для токов промышленной частоты (50 *гц*) и малое сопротивление для токов высоких частот (40—500 *кгц*). Изоляция конденсаторов рассчитывается на полное напряжение высоковольтной линии электропередачи.

Высокочастотные заградители состоят из силовой катушки $L_з$ конденсатора $C_з$ и сопротивления R. При соответствующей настройке они имеют значительное сопротивление для токов высокой частоты и преграждают им путь к шинам подстанций, шунтирующим канал передачи.

В настоящее время для целей телемеханики и связи разработано значительное количество высокочастотных постов [16]. Как правило, эти посты рассчитаны на передачу сигналов переменного тока с частотой до 45 *гц* или импульсов с частотой следования 40 *бод*. В более новой аппаратуре

(например, типа КП-58) выделяются специальные каналы для быстродействующих систем *ТУ—ТС* с полосой передачи 300—800 *гц*.

Технические данные постов высокочастотных каналов телемеханики по *ЛЭП* приведены в табл. 4. В каналах высокочастотной связи по *ЛЭП* уровень помех очень высокий, поэтому мощность в линии связи принимается значительной.

Таблица 4

Технические данные постов высокочастотных каналов телемеханики по *ЛЭП*

Тип постов	Количество каналов		Применяемые частоты		Мощность в линии, *вт*	Перекрываемое затухание, *неп*		
	телемеханики	телефонных	несущие, *кгц*	несущие каналов, *гц*		по *ЛЭП* 35 *кв*	по *ЛЭП* 110 *кв*	по *ЛЭП* 220 и 400 *кв*
ТМД/П-6	6	—	40—300	1050, 1220, 1410 1625, 1870, 2150	8	—	5,5	5,0
ТМД/П-400	4	—	40—300	630, 810, 990, 1170	15 / 150*	—	6,3	5,3
ТДО-400	1	1	40—300	180	75	—	8,0	7,0
ЭПО-2К	6	1	40—300	2500—3400	10	—	5,0	4,0
ЭПДК-3	2	1	50—500	2710, 3150	3	—	3,5	—
ПТС-1м	2	1	100—450	540	1,6	5,0	—	—
ТУ-3	3	—	40—300	300—2300	9	6,5	5,5	—
КП-58	7	1	50—300	1050, 1220, 1410, 1560, 1870, 2150, 300—800	10	—	5,5	4,5
МК-58	2	1	50—300	2150, 2500	9	—	5,5	4,5

В настоящее время внедряются высокочастотные каналы связи по силовым электрическим сетям напряжения 10/0,2 *кв* постоянного и переменного тока, а также по контактным сетям электрического транспорта [18]. Ведутся разработки по использованию распределительных сетей для высокочастотной связи и телемеханики на нефтепромыслах, торфоразработках и в коммунальном хозяйстве.

* В знаменателе показана мощность с усилителем МУС-2.

§ 11. СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ НА УКВ

Ультракороткими волнами (УКВ) называются электромагнитные волны, длина которых меньше 10 *м*. Диапазон УКВ разделяется на:

Метровые волны	от 1	до 10 *м*	(300—30 *Мгц*)
Дециметровые волны (ДЦВ) .	» 10 *см*	» 1 *м*	(3000—300 *Мгц*)
Сантиметровые волны . . .	» 1 *см*	» 10 *см*	(30 000—3000 *Мгц*)
Миллиметровые волны . . .	» 1 *мм*	» 10 *мм*	(300 000—30 000 *Мгц*)

Метровые волны используются для радиосвязи (в том числе с подвижными объектами), радиовещания, передачи сигналов телевидения, а также в радионавигации и радиоастрономии. Дециметровые и сантиметровые используются в основном для радиорелейной связи, а миллиметровые — в радиолокации, радионавигации и других областях.

Применение диапазона УКВ для целей связи обусловливается следующими преимуществами:

1. Диапазон УКВ очень широк. В этом диапазоне, не учитывая миллиметровые волны, можно разместить без взаимных помех более 10 000 многоканальных систем по 600 каналов в каждой (в коротковолновом диапазоне можно разместить только 10 таких систем).

2. Связь на УКВ отличается высокой устойчивостью и надежностью, а также отсутствием атмосферных и промышленных помех.

3. Мощность передающих устройств может быть небольшой, так как антенные системы на УКВ имеют сравнительно небольшие размеры и выполняются остронаправленными. Однако ультракороткие волны не отражаются от ионосферы, как короткие волны, и не огибают поверхность земли, как длинные и средние волны. В обычных системах связи ультракороткие волны распространяются в пределах прямой видимости, подобно лучам света. Поэтому при расстояниях между передатчиком и приемником более 40—50 *км* необходимо применять промежуточные приемо-передающие станции.

Радиорелейные линии связи (РРЛ). Радиорелейные линии связи представляют собой цепочку приемо-передающих станций, расположенных вдоль воображаемой линии (рис. 33, *а*). Эти приемо-передающие станции не только усиливают сигнал, но и преобразуют его по частоте, что необходимо для устранения помех от влияния передат-

чика на собственный приемник, а также влияния одного направления передачи на другое *.

Для увеличения расстояния между приемо-передающими станциями передающие и приемные антенны устанавливаются на высоких опорах. Дальность прямой видимости на ровной местности определяется кривизной земной поверхности и рассчитывается по формуле

$$l = \sqrt{2R}\,(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \approx 3{,}6\,(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})\ км, \qquad (3\text{-}63)$$

где R — среднее значение радиуса Земли (6370 *км*);

h_1 и h_2 — высота подъема передающей и приемной антенн над поверхностью Земли, *м*.

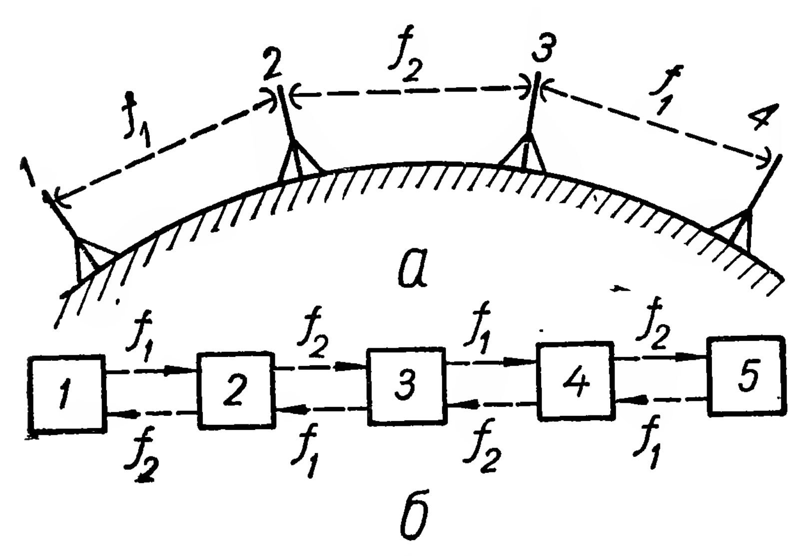


Рис. 33. Радиорелейная линия связи:

а — расположение оконечных и приемно-передающих станций; *б* — работы радиорелейной линии по системе двух частот для образования прямого и обратного направлений связи.

Например, если $h_1 = h_2 = 50$ *м*, то $l \approx 50$ *км*. Практически нецелесообразно устанавливать антенные опоры выше 70—80 *м*, поэтому расстояние между ретрансляционными станциями на ровной местности обычно не превышает 60 *км*. В горных районах это расстояние может быть значительно больше (до 300 *км*), так как опоры устанавливаются на вершинах гор.

Для радиорелейных линий наиболее употребителен диапазон волн от 5 до 20 *см* (волны короче 2 *см* в сильной степени поглощаются дождем, туманом и снегом), однако применяются и метровые волны.

В магистральных линиях связи большой емкости обычно используется две полосы частот: 1700—2300 *Мгц* (средняя волна 15 *см*) и 3600—4200 *Мгц* (средняя волна 7,5 *см*) и работа осуществляется по системе двух частот для образования прямого и обратного направлений связи (рис. 29, *б*).

Мощные радиорелейные системы имеют несколько независимых стволов (до семи), каждый из которых представ-

---

* Название «радиорелейная» линия связи происходит от английского слова «relay», что значит смена, т. е. замена слабого сигнала на промежуточных станциях новым сильным сигналом с одновременным сдвигом по частоте.

ляет собой самостоятельную радиорелейную линию. Каждый ствол работает на своей рабочей волне, а передатчики или приемники подключаются на общую антенну при помощи специальных разделительных фильтров.

Практически безотказная работа радиорелейных линий обеспечивается резервированием аппаратуры и применением автоматики, телемеханики. Бо́льшая часть ретрансляционных станций полностью автоматизированы и работают без обслуживающего персонала. На каждые 10 необслуживаемых станций приходится одна обслуживаемая, где оборудуется диспетчерский пункт. При неисправностях аппаратуры на какой-либо станции вместо неисправного оборудования автоматически включается резервное без ощутимого непрерыва связи. Переключение на резерв осуществляется либо отдельных комплектов аппаратуры, либо целого участка магистрали (переключение на резервный ствол). Одновременно с включением резервного оборудования при помощи устройства *ТС* на ближайшую обслуживаемую станцию передается соответствующий сигнал о неисправности и выезжает аварийная бригада. В месте установки аппаратуры неисправный комплект заменяется исправным. Все ремонтные работы выполняются в централизованных мастерских.

Электропитание аппаратуры радиорелейных линий осуществляется от местных сетей переменного тока. Если источники переменного тока отсутствуют или не являются достаточно надежными, то предусматривается установка автономной электростанции, работающей автоматически.

Промышленностью выпускаются несколько типов аппаратуры радиорелейных линий: РРС-1, Р-600, РМ-24, Р-60/120 и др. Наиболее простой радиорелейной аппаратурой является станция типа РРС-1, которая работает в диапазоне частот 66—70 *Мгц* (4,5—4,9 *м*). Этот диапазон разделен на 54 фиксированные частоты с интервалами в 75 *кгц*, каждая из которых может быть выбрана в качестве несущей. Этим обеспечивается работа нескольких станций в одном районе без взаимных помех. Мощность передатчика в антенне 2—3 *вт*. Комплект аппаратуры позволяет организовать два телефонных канала и два дуплексных канала передачи телеграфных сообщений или для работы систем телемеханики. Применяется частотная модуляция. Девиация частоты при манипуляции в телеграфных каналах ±300 *гц*.

Значительным недостатком аппаратуры типа РРС-1 является близость ее диапазона к полосе частот телевизионных передач и частот ультракоротковолнового вещания с частотной модуляцией, что может вызывать взаимные помехи.

Аппаратура служебной связи типа Р-600 работает в диапазоне 3400—3900 *Мгц*. В передаваемом групповом спектре частот 0,3 — 108 *кгц* размещаются: канал служебных переговоров между промежуточными и главной станциями (0,3—2 *кгц*), канал *ТУ—ТС* (3,3—5,9 *кгц*), два канала связи для переговоров между главными и оконечными станциями (10,3—12,7 и 13,3—17,5 *кгц*) и канала аварийных сигналов (19,5—27,5 *кгц*). Спектр частот от 30 до 108 *кгц* не используется и в нем при частотном разделении можно организовать до шести дополнительных каналов телефонной связи.

Аппаратура типа РМ-24/А действует в диапазоне частот 1850—2050 *Мгц*. Имеет 24 канала, из которых 22 телефонных и два канала служебной связи и синхронизации. Разделение каналов временное с импульсно-фазовой модуляцией. Эта аппаратура имеет большую помехозащищенность, что является главным ее достоинством. Повышенный уровень внутренних шумов этой аппаратуры ограничивает дальность ее действия.

Аппаратура типа Р-60/120 действует в диапазоне 1600—2000 *Мгц*. В этом диапазоне размещаются три ствола, каждый из которых может быть уплотнен 60—120 телефонными каналами или одной телевизионной передачей. В стволе телефонной связи имеются каналы служебной связи и *ТУ—ТС* (3,3—5,9 *кгц*).

Передача сигналов телемеханики по радиорелейным линиям. Использование радиорелейных линий позволяет легко организовать комплексные каналы диспетчерского управления (связи и телемеханики) для управления промышленными комплексами (энергосистемы, нефте- и газопроводы, железные дороги и т. д.). Радиорелейные линии вследствие высокой надежности и устойчивости позволяют значительно повысить надежность средств телемеханики и диспетчерской связи.

Каналы телемеханики по радиорелейным линиям могут быть образованы путем вторичного уплотнения телефонных каналов. Для этого могут быть использованы стойки типов ТМТМ, ТМТП, КП-59ТМ, а также телеграфная аппаратура

уплотнения типа ТТ-12/16 и др. Опыт строительства и эксплуатации радиорелейных линий [1] показывает, что применение малоканальных радиорелейных линий (на два — четыре канала) для диспетчерской связи и управления на расстояниях свыше 10 *км* является значительно рентабельнее, чем строительство проводных линий.

Аппаратура УКВ радиосвязи с подвижными объектами. Главная особенность аппаратуры УКВ радиосвязи с подвижными объектами—малый вес, небольшие размеры, простота управления и питание подвижных полукомплектов от аккумуляторов. Мощность передатчиков несколько повышается поскольку применяются простые антенные устройства. Для увеличения дальности действия подвижных и переносных радиостанций применяются ретрансляторы.

Аппаратура подвижной радиосвязи применяется для связи с автомашинами, тракторами, экскаваторами, земснарядами, тепловозами, речными и морскими судами. Эта же аппаратура в ряде случаев применяется для передачи сигналов телеуправления. Портативные УКВ передатчики применяются для телеуправления кранами и другими промышленными объектами.

В настоящее время промышленностью выпускаются ряд типов аппаратуры подвижной радиосвязи на УКВ, работающей преимущественно в метровом диапазоне волн.

Радиостанции типа ЦРС-АРС. Радиостанция типа ЦРС предназначена для стационарной установки. Работает в диапазоне 36—46 *Мгц* (8,5÷6,5 *м*). Мощность передатчика на выходе 80 *вт*. Радиостанция работает дуплексом на двух частотах с использованием частотной модуляции. Ширина полосы частот телефонного канала 300—3000 *гц*.

Радиостанция типа АРС представляет собой передвижные автомобильные УКВ радиостанции, которые работают со станциями типа ЦРС. Мощность передатчика на выходе 8 *вт*. Питание от автомобильного аккумулятора напряжением 12 *в*.

Радиостанции ЦРС—АРС обеспечивают беспоисковую и бесподстроечную радиотелефонную связь с подвижными объектами на расстоянии 20—30 *км*.

Радиостанции серии РТ. Радиостанции работают в диапазоне 36—40, 100—130, 156—174 *Мгц* с частотной модуляцией и имеют до шести каналов связи. Серия

содержит четыре типа радиостанций: РТС, РТМ, РТН и РТП *.

Дальность действия радиостанций РТС—РТМ около 30 *км*, однотипные радиостанции обеспечивают связь на расстоянии: РТМ — до 20 *км*, РТН — до 10 *км*, РТП — около 1 *км*. Радиостанции типа РТП предназначены для организации оперативной радиосвязи с операторами подъемных кранов, земснарядов и других производственных объектов.

Радиостанции типа ЖР-5. Радиостанции предназначены для использования на железнодорожном транспорте (поездная и станционная радиосвязь). Радиостанции работают в диапазоне 150, 25—154 *Мгц* и выпускаются настроенными на один из 16 каналов связи в этом диапазоне. Имеют избирательный вызов, обеспечивающий одновременную работу 216 радиостанций данной серии в одной сети радиосвязи.

§ 12. НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КАНАЛЫ СВЯЗИ

К неэлектрическим каналам связи относятся оптические, акустические, гидравлические, пневматические и др.

Оптический канал — это канал связи, в котором передача сигналов осуществляется с помощью электромагнитного излучения оптического диапазона (ультрафиолетового, видимого и инфракрасного). Емкость оптического канала связи значительно превышает емкость радиочастотных каналов. Например, при частоте 10^{14} *гц* можно передавать несколько тысяч телевизионных программ. Малая длина световой волны обусловливает возможность создания квантовых генераторов, направленность луча которых в тысячу раз превосходит направленность радиоантенн. Это позволяет значительно увеличить дальность связи.

После создания квантовых генераторов света (лазеров) появилась возможность передачи информации по оптическим каналам связи. Разработка средств оптической связи осуществляется с использованием методов, в принципе аналогичных разработанным в радиотехнике. На рис. 34

---

* Р—радиотелефон, С—стационарный, М—мобильный (для установки на подвижных объектах), Н—носимый, П—портативный.

представлена принципиальная блок-схема передачи и приема информации по оптическому каналу связи. На передающей стороне луч лазера *Л* с частотой f_1 поступает на вход модулятора *М*, где модулируется (по частоте или амплитуде), передаваемым сигналом и излучается по направлению к приемнику. Первоначально луч поступает на вход смесителя *СМ*, где смешивается с лучом лазера-гетеродина *Л—Г*, имеющем частоту f_2. Затем сигнал разностной частоты $f = (f_1 - f_2)$ (уже в диапазоне СВЧ) усиливается и выделяется полезная информация в приемнике *Пр* обычными методами радиотехники СВЧ.

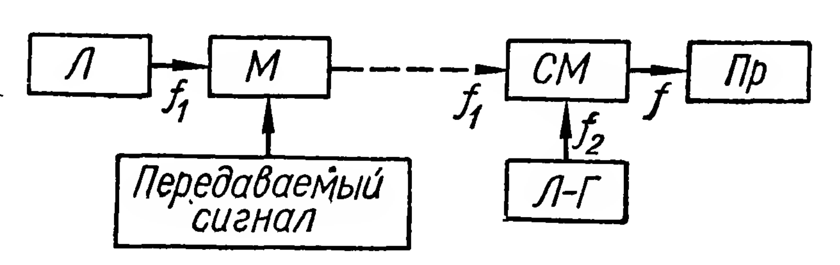


Рис. 34. Принципиальная блок-схема передачи и приема информации по оптическому каналу связи.

Акустический канал — это канал связи, в котором передача сигналов осуществляется с помощью звуковых или ультразвуковых колебаний. Каналы делятся по частоте, а передачу сложных сигналов осуществляют известными методами модуляции. Акустические каналы используются при работе с агрессивными и опасными средствами и веществами, без подвода электрической энергии.

При использовании акустических каналов можно построить системы управления технологическими процессами с помощью речевых и других акустических сигналов.

Гидравлический канал это канал связи, в котором передача сигналов осуществляется посредством рабочей жидкости. Гидравлический канал связи может применяться там, где жидкость участвует в технологическом процессе, например, при бурении нефтяных скважин.

Пневматический канал — это канал связи, в котором передача сигналов осуществляется посредством воздушной среды, заключенной в трубопроводах. Изменение величины сигнала передается соответствующим изменением давления в трубопроводе. Пневматические каналы характеризуются значительным запаздыванием в передаче сигналов. Применяются в пневматических системах контроля и управления.

Следует отметить, что опыт применения неэлектрических каналов связи для телемеханики еще незначителен.

Глава четвертая

ОСНОВЫ ТЕОРИИ ИЗБИРАНИЯ

§ 1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Задачей техники телеуправления является осуществление выбора (избирания) заданного объекта *ТУ* или *ТС* из большого числа объектов централизованного управления.

Теоретической основой техники телеуправления является теория избирания, в которой рассматриваются специальные методы избирательного включения или методы избирания, определяющие правила построения сигналов *ТУ—ТС*. Методы избирания в основе имеют теорию связи с тем существенным отличием, что в теории связи рассматриваются методы разделения каналов связи, а в теории избирания — методы разделения импульсов, посылаемых по одному или нескольким каналам связи и образующих сигналы *ТУ—ТС*. Кроме того, рассматриваются специфические вопросы комбинирования импульсов — *методы кодообразования*, задачей которых является получение максимального количества комбинаций из минимального количества импульсов при условии обеспечения требуемой помехоустойчивости.

Увеличение числа комбинаций при образовании сигналов или повышение помехоустойчивости достигается применением импульсов с различными амплитудой, полярностью, длительностью, частотой заполнения или начальной фазой колебаний. Эти параметры импульсов, используемые для целей избирания, называются качественными признаками импульсов тока, импульсными признаками или просто качествами импульсов.

Методы избирательного включения разделяются на основные и производные. Основные методы избирания

характеризуются передачей импульсов, образующих сигналы *ТУ—ТС*, по одному каналу связи. Эти методы применяются наиболее широко. Производные методы избирания в отличие от основных характеризуются передачей импульсов по нескольким каналам связи, которые используются в одном устройстве *ТУ—ТС*.

§ 2. КАЧЕСТВЕННЫЕ ПРИЗНАКИ ИМПУЛЬСОВ ТОКА

Качественные признаки импульсов тока, называемые также импульсными признаками, оцениваются с точки зрения удобства их образования и фиксации (расшифровки), возможности передачи импульса с заданным качественным признаком по различным каналам связи (универсальности), а также их подверженности искажениями в канале связи (помехоустойчивости). Каждая из особенностей качественных признаков приобретает наибольшее значение и обусловливает выбор данного качества в зависимости от принятого канала связи и уровня помех в нем, а также от требуемой простоты и, следовательно, стоимости аппаратуры.

В настоящее время применяются пять качественных признаков импульсов тока (рис. 35): амплитудный, полярный, временный, частотный и фазовый.

Амплитудный признак (рис. 35, *а*). Импульсы отличаются своей амплитудой. Заданная амплитуда импульса образуется наиболее просто путем изменения напряжения, питающего канал связи, или изменением его сопротивления. Импульсы в зависимости от их амплитуды фиксируются также несложно, например при помощи релейных схем с различной чувствительностью, которые включаются в канал связи на приемной стороне. Так как более чувствительные релейные схемы срабатывают при импульсах большой и малой амплитуд, необходимо образовать взаимно исключающие цепи, что несколько усложняет схему приемника.

Амплитудный признак импульсов тока достаточно универсален и принципиально пригоден для использования при любом канале связи (проводном и беспроводном). Однако амплитудный признак имеет низкую помехоустойчивость, так как при передаче по каналу связи амплитуда импульса

может значительно искажаться вследствие нестабильности параметров канала связи и действия помех. Поэтому амплитудные качества применяются только при использовании проводных кабельных линий связи сравнительно небольшой протяженности и не более двух различных качеств в одном устройстве, причем $A_2 = (3 \div 4)A_1$.

Рис. 35. Качественные признаки импульсов тока:

а — амплитудный; *б* — полярный, *в* — временной, *г* — частотный; *д* — фазовый.

Полярный признак (рис. 35, *б*). Импульсы отличаются своей полярностью. Применяются импульсы постоянного тока или полуволны выпрямленного переменного тока. Наиболее просто получить полуволну путем выпрямления переменного тока. Направление тока (полярность) фиксируется на приемной стороне сравнительно просто двумя нейтральными реле, включенными через выпрямители, или при помощи бесконтактных схем. Полярные качества отличаются более высокой помехоустойчивостью, чем амплитудные, однако не могут передаваться по высокочастотным каналам связи. Поэтому полярные качества применяются только при использовании проводных каналов связи (кабельных и воздушних).

Временной признак (рис. 35, *в*). Импульсы или паузы между импульсами отличаются длительностью. Образование и фиксация временного признака несколько сложнее, чем амплитудного или полярного. На передающей стороне должны быть установлены устройства, задающие длительность импульса или паузы, а на приемной — устройства, реагирующие на продолжительность импульса (паузы).

Временной признак применяется при любых каналах связи. Однако следует учитывать его сравнительно невысокую помехоустойчивость. Продолжительность импульса или паузы изменяется в результате действия помех в канале связи, а также при кратковременных его нарушениях. Кроме того, на продолжительность импульса или паузы влияет нестабильность работы приемо-передающей аппа-

ратуры, например, в результате колебаний напряжения питания. По этим причинам за редким исключением применяются только два временных признака — большая и малая длительности, отличающиеся одна от другой в 3—4 раза. Как правило, не используется также одновременное кодирование импульсов и пауз, так как при этом теряется возможность косвенного контроля искажений, например, паузы путем определения длительности соседних импульсов, которые нормально должны иметь постоянную длительность. При искажении длительности паузы наиболее вероятно искажение длительности одного или двух соседних импульсов.

Частотный признак (рис. 35,*г*). Импульсы отличаются своей частотой заполнения. Для образования импульсов с различной частотой заполнения применяются частотные генераторы по числу используемых частот или один перестраиваемый генератор.

Фиксация частотных качеств выполняется при помощи фильтров, настроенных на соответствующую частоту. Ясно, что образование и фиксация частотных качеств несколько сложнее, чем всех предыдущих. Однако при использовании полупроводниковых приборов схемы генераторов и фильтров получаются несложные с высокой надежностью работы.

Частотные качества универсальны относительно каналов связи и отличаются наибольшей помехоустойчивостью, так как частота импульсов практически при передаче не искажается. Возможный сдвиг частот при передаче по частотным каналам связи с одной боковой полосой пропускания (*ОБП*) заранее учитывается при выборе полосы пропускания приемников частотных сигналов.

Важным достоинством частотных качеств является возможность использования в одном устройстве значительного количества различных частот, ограничиваемого только шириной используемого канала связи. При этом схемы устройства *ТУ—ТС* упрощаются.

Фазовый признак (рис. 35, *д*). В виде качеств используются различные начальные фазы импульсов переменного тока — преимущественно сдвиг по фазе на 180° и, следовательно, число качеств, равное двум.

Образование фазовых качеств несложно, однако их фиксация осуществляется сравнительно просто только при наличии общей автономной сети переменного тока. В этом

случае приемник сравнивает фазу сигнала с фазой переменного тока общей сети.

Фазовые качества также универсальны относительно каналов связи. При использовании частотных каналов одновременно с сигналом передается переменный ток той же частоты с неизменной фазой, относительно которой и определяется фаза сигнала. Возможно также определение фазы принимаемой посылки по сравнению с фазой предыдущей посылки, которая запасается (относительный метод передачи). Фаза колебаний запасается при помощи электромеханических фильтров, отличающихся высокой добротностью.

§ 3. МЕТОДЫ РАЗДЕЛЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ

Известны два основных метода разделения импульсов, посылаемых по одному каналу связи,— частотный и временной. При *частотном разделении* импульсы с различной частотой заполнения (частотные импульсы) посылаются параллельно во времени и различаются по частоте при помощи фильтров, а при *временном разделении* импульсы посылаются последовательно во времени и различаются по времени возникновения (порядком следования).

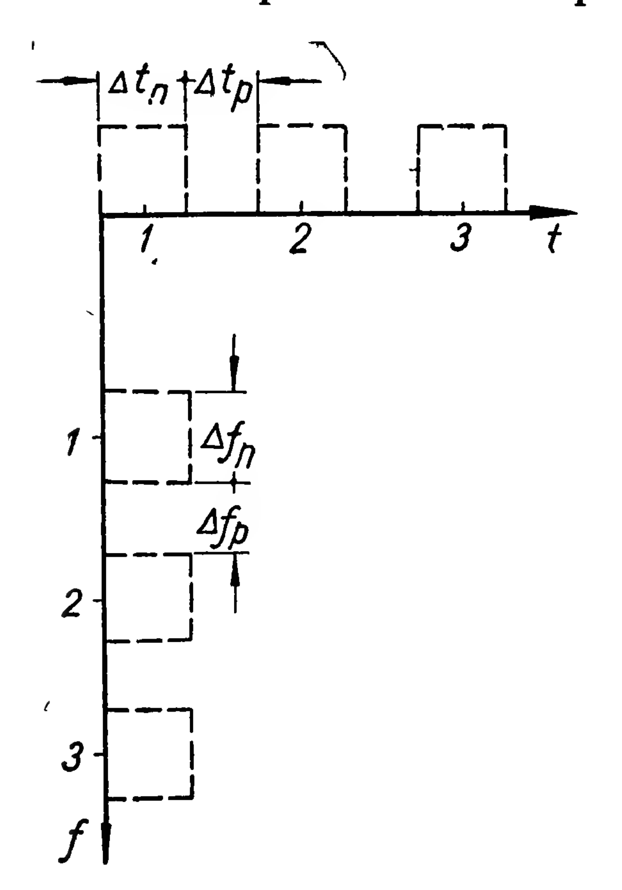


Рис. 36. Образование частотных и временных позиций:

1, 2, 3 — временные и частотные позиции.

Частотное и временное разделение импульсов отличаются от частотного и временного разделений каналов связи тем, что при временном и частотном разделениях импульсов их модуляция не применяется, как это принято при временном и частотном разделениях каналов связи. Поэтому отдельные частотные позиции при частотном разделении импульсов или временные позиции при временном разделении не рассматриваются как отдельные каналы связи.

На рис. 36 поясняется методика образования частотных и временных позиций, из которого видно, что временные позиции отсчитываются по оси времени, а частотные — по оси частот.

Под временными позициями понимаются определенные временные интервалы $\Delta t_п$, сдвинутые во времени и в общем случае разделенные между собой интервалами разграничения $\Delta t_р$ (в частном случае, если соседние импульсы различаются своими качественными признаками, длительность интервалов разграничения может быть равна нулю).

Под частотными позициями понимаются определенные полосы частот $\Delta f_п$, сдвинутые по частоте и разделенные между собой полосами разграничения $\Delta f_р$.

Временные позиции отсчитываются от нуля (начало отсчета), а частотные — от нижней частоты в определенном частотном диапазоне.

Ширина временных и частотных позиций определяется требуемым быстродействием передачи сигналов *ТУ—ТС*, а также зависит от полосы частот, выделенной в канале связи. Для повышения быстродействия необходимо сокращать длительность временных позиций $\Delta t_п$ и расширять полосу частот $\Delta f_п$.

Если к быстродействию устройства *ТУ—ТС* повышенных требований не предъявляется, то при частотном разделении необходимая полоса определяется нестабильностью генераторов и приемников частотных сигналов, а также неточностью их взаимной настройки. Например, при использовании высокостабильных электромеханических фильтров и генераторов достаточной является ширина полосы, равная 1—2% от частоты импульса. Если $f_с = 100$ *гц*, то $\Delta f_п = 1 \div 2$ *гц*. В этом случае при временном разделении длительность временных позиций выбирается из условий нормальной работы применяемых элементов, а также обеспечения необходимой помехоустойчивости передачи, которая повышется при увеличении длительности импульсов. Например, при использовании в качестве основных элементов электромагнитных реле длительность импульсов выбирается не менее 40 *мсек*.

При временном разделении обычно принимается $\Delta t_р = \Delta t_п$, а при частотном разделении ширина полос разграничения определяется характеристиками фильтров, применяемых для различения сигналов (обычно $\Delta f_р > \Delta f_п$).

С точки зрения использования канала связи имеет значение общая ширина занимаемой полосы и общая длительность передачи всех позиций (время занятия канала связи).

Общая ширина занимаемой полосы при частотном разделении

$$F = \sum_{i=1}^{n} \Delta f_{\text{п}_i} + \sum_{i=1}^{n-1} \Delta f_{\text{р}_i}, \qquad (4\text{-}1)$$

а при временном разделении

$$F = \frac{k}{\Delta t_{\text{п}}}, \qquad (4\text{-}2)$$

где k — постоянная величина, равная примерно 3.

Общая длительность передачи всех временных позиций (длительность цикла) при временном разделении равна

$$T = \sum_{i=1}^{n} \Delta t_{\text{п}_i} + \sum_{i=1}^{n-1} \Delta t_{\text{р}_i}, \qquad (4\text{-}3)$$

а при частотном разделении

$$T = \Delta t_{\text{п}}, \qquad (4\text{-}4)$$

так как частотный сигнал занимает одну временную позицию (рис. 36). На рис. 37 приведены блок-схемы, поясняющие принципы частотного и временного разделений импульсов.

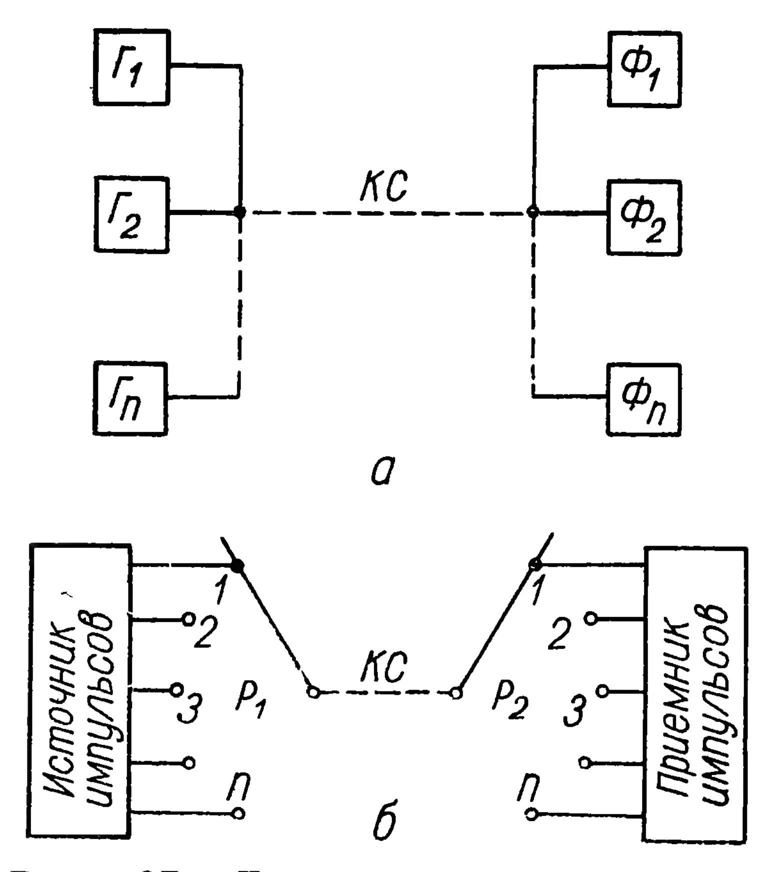


Рис. 37. Блок-схемы разделения импульсов, посылаемых по одному каналу связи:

а — частотное; *б* — временное.

При *частотном* разделении импульсов (рис. 37, *а*) необходимы генераторы частотных импульсов $Г_1$— — $Г_n$ и фильтры $Ф_1$— $Ф_n$, а при временном разделении (рис. 37, *б*)—распределители P_1 и P_2, которые должны переключаться синфазно и синхронно. Под этим подразумевается одинаковый темп работы распределителей и одновременные или с небольшим сдвигом во времени переключения одинаковых цепей.

Необходимость синхронной и синфазной работы распределителей P_1 и P_2 обусловливается тем, что при временном разделении положение временных позиций строго фиксировано.

Частотное и временное разделение применяются для различения однородных импульсов или импульсов с различными качественными признаками. В первом случае фиксируется только наличие или отсутствие импульса на данной частотной или временной позиции, а во втором — также качество импульса.

Следует различать частотное разделение и частотные качества, так же как временное разделение и временные качества. При частотном разделении импульсы, посылаемые параллельно, различаются между собой частотой заполнения, которая в данном случае не может рассматриваться как качественный признак, а относится к частотным позициям. В образовании частотных качеств и частотных позиций имеются отличия, так как частотные качества могут образовываться при помощи одного перестраиваемого генератора, а частотные позиции — только посредством отдельных генераторов с различной частотой настройки. Приемники частотных качеств и частотных позиций также отличаются между собой, так как при передаче частотных качеств в общем случае имеет значение последовательность передачи импульсов. Очевидно, что при частотном разделении импульсы могут иметь только амплитудные и временные качественные признаки, а при временном разделении импульсы посылаются последовательно во времени и могут иметь любые качественные признаки, в том числе временные и частотные. Следует отметить, что при частотном разделении, как правило, качественные признаки не используются, так как они снижают помехоустойчивость передачи.

Частотное разделение импульсов отличается более высокой помехоустойчивостью, чем временное, однако при временном разделении полоса частот, занимаемая в канале связи, может быть уже, чем при частотном разделении. При ограниченной полосе частот и повышенных требований к помехоустойчивости наиболее целесообразно совместное применение частотного и временного разделений импульсов.

Разделение импульсов осуществляется также путем их посылки по различным проводным линиям или каналом связи.

§ 4. ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ ИЗБИРАТЕЛЬНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ

Основные методы избирательного включения, или методы избирания, характеризуются передачей импульсов, образующих сигналы *ТУ—ТС* по одному каналу связи.

Методы избирания в зависимости от того, применяется или не применяется комбинирование импульсов, разделяются на циркулярные и нециркулярные или комбинационные методы (табл. 5). В *циркулярных методах избирания* комбинирование импульсов не применяется, чем обеспечивается возможность циркулярного управления, под которым понимается возможность одновременной (или за один цикл работы) передачи нескольких приказов или сигналов.

Таблица 5

Основные методы избирания

Разделение импульсов	Циркулярные методы избирания	Комбинационные методы избирания
Частотное	Частотный	Частотно-комбинационный
Временное	Распределительный или временный	Распределительно-комбинационный
Частотно-временное	Частотно-распределительный	Частотно-комбинационно-распределительный

В *комбинационных методах избирания* применяется комбинирование импульсов, вследствие чего циркулярный выбор невозможен. Однако, эти методы избирания характеризуются значительным увеличением эффективности использования импульсов по сравнению с циркулярными методами, т. е. увеличением количества приказов или сигналов при том же числе используемых импульсов.

Для увеличения количества приказов при циркулярных методах избирания применяется групповой выбор, при котором все объекты делятся на группы. Вначале выбирается группа, а затем — объект в группе. Кроме того, применяется также предварительный выбор позиции объекта.

Групповой выбор при использовании нециркулярных методов избирания не увеличивает количество приказов,

однако применяется в некоторых случаях для упрощения схемы устройства *ТУ—ТС*.

Весьма рациональным является *смешанный метод избирания*, при котором группа выбирается нециркулярным методом избирания, а объекты в группе — циркулярным. При этом увеличивается количество приказов при условии сохранения циркулярного выбора в пределах группы.

Циркулярные методы избирания. Циркулярные методы избирания характеризуются отсутствием взаимной зависимости импульсов, передаваемых по каналу связи. Это значит, что каждый импульс, возникающий на определенной временной или частотной позиции, независим от других импульсов и имеет наперед заданное назначение.

В зависимости от метода разделения импульсов, посылаемых по одному каналу связи, циркулярные методы избирания (табл. 5) разделяются на частотный, распределительный и частотно-распределительный методы избирания.

Частотный метод избирания. При частотном методе избирания каждый сигнал *ТУ* или *ТС* передается одним импульсом переменного тока (частотным импульсом) с определенным значением частоты колебаний. При однородных импульсах с постоянной длительностью и амплитудой количество сигналов *ТУ* или *ТС*

$$M = n_ч, \quad (4\text{-}5)$$

где $n_ч$ — количество частотных позиций.

При двухпозиционных объектах количество частотных позиций должно быть в два раза больше числа объектов

$$n_ч = 2N_{об}. \quad (4\text{-}6)$$

Образование сигналов *ТУ* или *ТС* при частотном методе избирания поясняется рис. 38. При циркулярном выборе сигналы, относящиеся к различным объектам, передаются одновременно одной посылкой (рис. 38, *а*). Если циркулярный выбор не нужен, то передается только один частотный импульс (рис. 38, *б*).

При использовании амплитудных или временных качественных признаков импульсов количество сигналов соответственно увеличивается

$$M = n_ч K,$$

где K — количество принятых качественных признаков.

Например, один сигнал может передаваться частотным импульсом значительной длительности, а другой сигнал — частотным импульсом той же частоты, но малой длительности (рис. 38, *в*). В этом случае $K = 2$ и

$$n_ч = N_{об}.$$

При предварительном выборе позиции число сигналов увеличивается и при $K = 1$

$$M = 2(n_ч - 2) = 2N_{об}. \qquad (4\text{-}7)$$

Две частотные позиции служат для передачи сигналов «Включить» или «Отключить» для всех объектов (рис. 38, *г*). В этом случае при *ТУ* одновременно может быть произведено только включение или отключение всех объектов. При *ТС* отдельный выбор позиции не применяется, так как невозможно одновременно передать включенное состояние одного объекта и отключенное —другого. В устройствах *ТС* часто применяется однопозиционная телесигнализация с выбором позиции объекта, по присутствию или отсутствию соответствующей объектной частоты в посылке. Например, если данная частота присутствует в посылке, то объект включен, а если — отсутствует, то объект отключен. Более надежна двухпозиционная телесигнализация, однако в этом случае количество частотных позиций удваивается в соответствии с выражением (4-6).

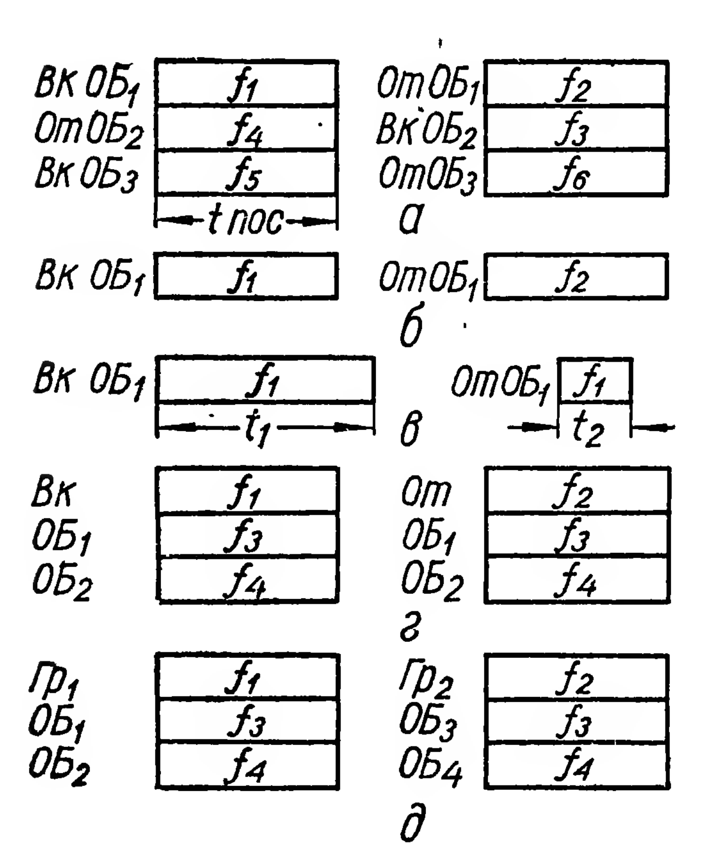


Рис. 38. Образование сигналов *ТУ* или *ТС* при частотном методе избирания:

а — при использовании для каждого двухпозиционного объекта двух частотных позиций и циркулярном выборе; *б* — при использовании для каждого двухпозиционного объекта двух частотных позиций и выборе одного объекта; *в* — при выборе одного объекта и $K = 2$; *г* — при отдельном выборе позиции объектов; *д* — при групповом выборе.

При групповом выборе число сигналов также увеличивается. Для двухступенчатого группового выбора, где в первой ступени производится выбор группы, а во второй — объекта в группе (рис. 38, *д*)

$$M = n_{ч_1} n_{ч_2}, \qquad (4\text{-}8)$$

где $n_{ч_1}$ и $n_{ч_2}$ — количество частотных позиций в первой и второй ступенях.

Для многоступенчатого группового выбора

$$M = n_{ч_1}, \quad n_{ч_2}, \ \ldots, \ n_{ч_S},$$

где s — количество ступеней выбора. При этом общее количество частотных позиций

$$n_ч = \sum_{i=1}^{s} n_{ч_i}. \tag{4-9}$$

Максимальное число сигналов будет при

$$n_{ч_1} = n_{ч_2}, \ \ldots, \ n_{ч_S} = n_{ч_i}.$$

В этом случае

$$M = (n_{ч_i})^s = \left(\frac{n_ч}{s}\right)^s. \tag{4-10}$$

Количество групп

$$k_{гр} = s - 1, \tag{4-11}$$

так как в последней ступени производится выбор объектов в последней группе.

Например, при $n_ч = 12$ и $s = 4$ имеем

$$M = \left(\frac{12}{4}\right)^4 = 81.$$

В этом случае посылка состоит из трех групповых ($k_{гр} = 3$) и трех объектных частот.

Без группового выбора при $n_ч = 12$ возможна передача положения только 12 объектов.

При частотном методе избирания количество используемых частот определяется необходимым количеством сигналов. Следовательно, при увеличении числа сигналов соответственно возрастает занимаемая полоса частот, однако время передачи не изменяется и остается равным $t_{пос}$.

Распределительный метод избирания. При этом методе избирания каждый сигнал *ТУ* или *ТС* передается одним импульсом из серии импульсов, посылаемых последовательно во времени. Поскольку каждый импульс служит для передачи вполне определенного сигнала за один цикл работы в одной серии из $n_в$ временных позиций можно передать $n_в$ сигналов. Следовательно, количество сигналов

$$M = n_в, \tag{4-12}$$

а при использовании качественных признаков

$$M = n_в K. \tag{4-13}$$

При распределительном методе избирания количество временных позиций находится в прямой зависимости от числа передаваемых сигналов. Следовательно, с увеличением числа сигналов соответственно возрастает и время одного цикла.

Поскольку при распределительном методе избирания применяется временное распределение импульсов, то обязательно применение распределителей и обеспечение их синхронной и синфазной работы.

Методика построения серий импульсов *ТУ* и *ТС* при распределительном методе избирания определяется принятым способом переключения распределителей. Применяется два способа переключения распределителей — пошаговый (зависимый) и независимый (циклический).

При пошаговом переключении распределителей импульсы серии служат одновременно для переключения распределителей, поэтому отсутствие какого-либо импульса в серии не допускается. В этом случае импульсы делят на активные и пассивные, отличающиеся между собой качественными признаками, которых преимущественно используется только два. Активные импульсы выполняют функцию избирания, поэтому называются также избирающими. Пассивные импульсы совместно с активными выполняют вспомогательную функцию движения (переключения) передающего и приемного распределителей.

Если кодируются паузы, то все импульсы служат только для разделения пауз и переключения распределителей. Синфазность движения распределителей достигается тем, что оба распределителя при передаче серий импульсов *ТУ* или *ТС* начинают движение с нулевого положения. Серии импульсов *ТУ* и *ТС* строятся различно, поскольку при *ТУ* применяется отдельный выбор позиции, а при *ТС* применяется передача только одной позиции объектов (однопозиционная телесигнализация).

На рис. 39, *а* приведена серия импульсов *ТУ* при отдельном выборе позиции объектов. Первые два импульса служат для выбора позиции объектов, а остальные — для выбора объектов. Приведенная серия соответствует включению третьего объекта, так как первый и пятый импульсы удлинены и являются активными. Все остальные импульсы пассивны и служат только для переключения распределителей. Количество двухпозиционных объектов управления

$$N_{об} = \frac{M}{2} = n_в - 2, \qquad (4\text{-}14)$$

так как два импульса служат для выбора позиции объектов.

Длительность прохождения серии

$$T_к = t_и(n_в - 2) + 2t_у + t_п(n_в - 1), \qquad (4\text{-}15)$$

где $t_п$ — длительность короткого (пассивного) импульса;
$t_у$ — длительность длинного (активного) импульса;
$t_п$ — длительность паузы.

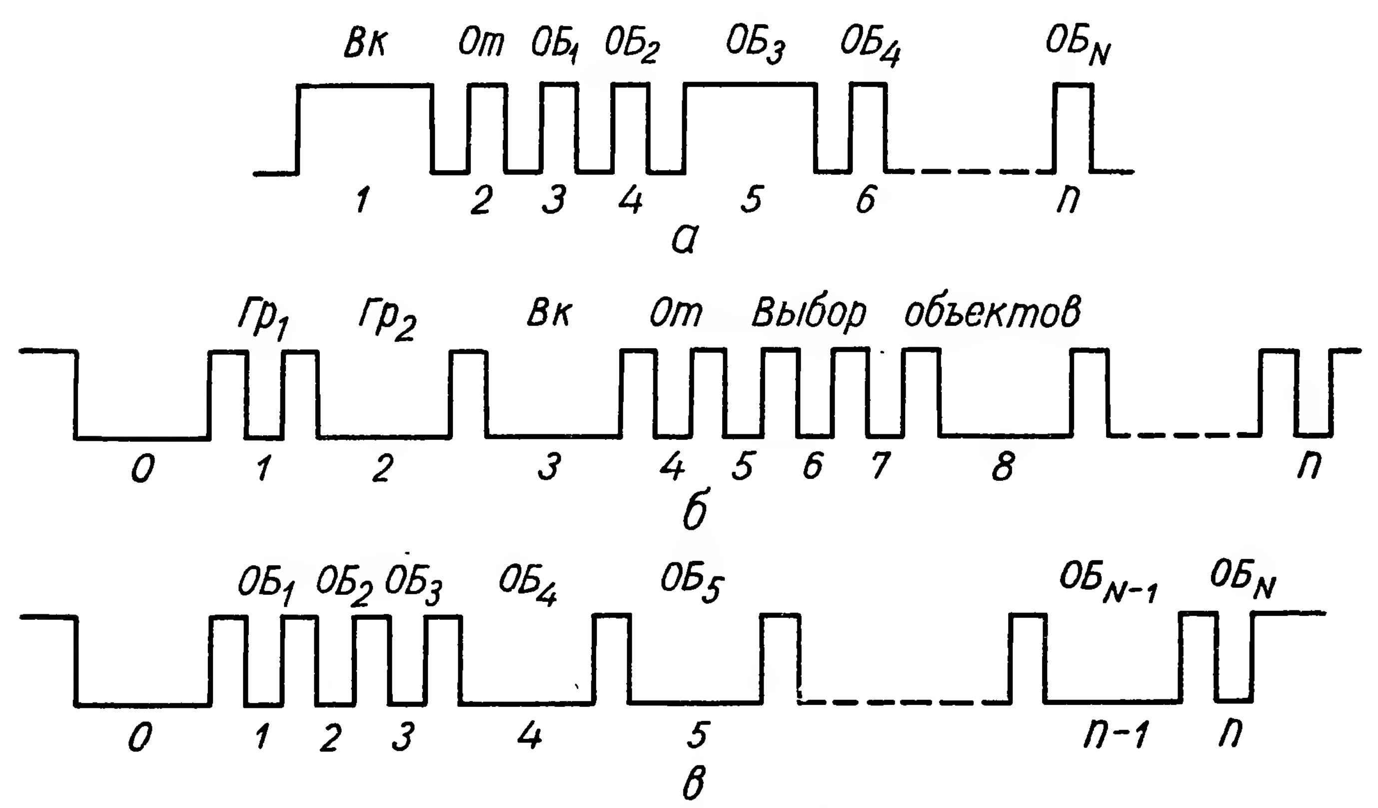


Рис. 39. Серии импульсов *ТУ* и *ТС* при распределительном методе избирания и пошаговом переключении распределителей:

а — серия импульсов *ТУ* при отдельном выборе позиции объектов; *б* — серия импульсов *ТУ* при групповом выборе; *в* — серия импульсов *ТС*.

На рис. 39, *б* приведена серия импульсов *ТУ* с изменением длительности пауз (кодированием пауз) и групповым выбором при включении четвертого объекта второй группы $Гр_2$.

При групповом выборе количество двухпозиционных объектов

$$N_{об} = k_{гр}(n_в - k_{гр} - 2), \qquad (4\text{-}16)$$

где $k_{гр}$ — количество групп.

Длительность прохождения серии

$$T_к = t'_н(n_в - 3) + 3t'_у + t_и n_в, \qquad (4\text{-}17)$$

где $t'_н$ — длительность короткой паузы;
$t'_у$ — длительность длинной паузы;
$t_и$ — длительность импульса.

При телеуправлении, из соображения надежности, как правило, управление производится одновременно только одним объектом. В этом случае количество избирающих импульсов или пауз в серии остается всегда постоянным, что обеспечивает возможность контроля и перевода ложного выбора в защитный отказ. Контрольный узел должен подсчитывать количество избирающих импульсов или пауз и запрещать выполнение искаженных комбинаций, в которых число избирающих импульсов или пауз отличается от заданного (числовой контроль).

При телесигнализации желательно получить сигналы о состоянии всех объектов за одну серию, что и выполняется при распределительном методе избирания. Применяется однопозиционная *ТС*, например, удлиняются те паузы, которые относятся к отключенным объектам управления. Серия импульсов *ТС* показана на рис. 39, *в* при отключенных объектах телесигнализации $ОБ_4$, $ОБ_5$ и $ОБ_{N-1}$. Если в среднем количество включенных объектов меньше, чем отключенных, то для укорочения серии импульсов удлиняются паузы включенных объектов.

Количество объектов однопозиционной телесигнализации при групповом выборе

$$N_{\text{т. с}} = k_{\text{гр}} (n_{\text{в}} - k_{\text{гр}}) \tag{4-18}$$

и длительность прохождения серии

$$T_{\text{к}} = t'_{\text{н}} (n_{\text{в}} - 1 - N_{\text{от}}) + t'_{\text{у}} N_{\text{от}} + t_{\text{и}} n_{\text{в}}, \tag{4-19}$$

где $N_{\text{от}}$ — количество отключенных объектов телесигнализации.

При групповом выборе циркулярность сохраняется только в пределах группы.

При использовании временных качественных признаков одновременно может изменяться длительность импульсов и пауз, что увеличивает количество объектов примерно в два раза при том же числе импульсов в серии.

Если используется *независимое переключение распределителей*, то импульсы серии не принимают участия в переключении, а служат только для целей избирания (для выбора объектов). В этом случае синхронность переключения распределителей обеспечивается за счет питания цепей движения распределителей от общей сети переменного тока или от отдельных синхронизируемых генераторов.

Распределительные серии при независимом переключении распределителей характеризуются наличием синфазирующих (пусковых) импульсов, разделяющих отдельные серии импульсов (циклы).

Синфазирующие импульсы (*СИ*) выделяются амплитудой, полярностью или длительностью. Если цепи движения распределителей питаются от отдельных генераторов, то эти импульсы служат также для синхронизации.

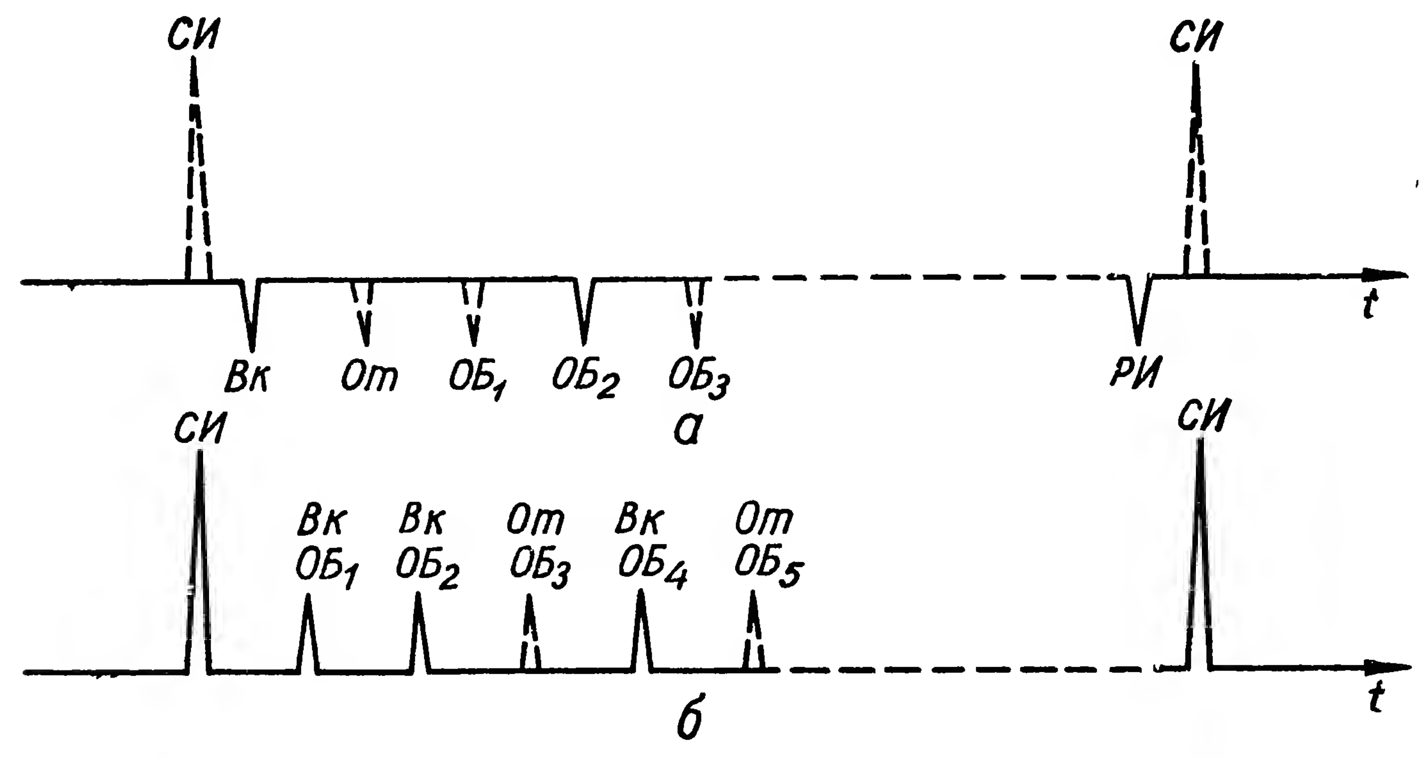


Рис. 40. Серии импульсов *ТУ* и *ТС* при распределительном методе избирания и независимом переключении распределителей: *а* — серия импульсов *ТУ*; *б* — серия импульсов *ТС*.

Независимое переключение распределителей применяется преимущественно в бесконтактных устройствах *ТУ—ТС*. При *ТУ* применяется отдельный выбор позиции объектов (рис. 40, *а*). Импульс *РИ* (разрешения исполнения) служит для контроля синфазности переключения распределителей. При *ТС* применяется передача только включенного (или отключенного) состояния объектов (см. рис. 40, *б*). В выполненных устройствах *ТУ—ТС* серии *ТУ* и *ТС* передаются за один цикл с использованием различных временных позиций. Например, серия *ТУ* передается на нечетных полуволнах напряжения общей сети, служащей для переключения распределителей, а серия *ТС* — на четных полуволнах.

Частотно-распределительный метод избирания. При этом методе избирания каждый сигнал *ТУ* или *ТС* передается одним частотным импульсом в серии $n_в$ многочастотных посылок, передаваемых после-

довательно. Поскольку каждая многочастотная посылка может состоять из $n_ч$ частот, то число сигналов

$$M = n_в n_ч, \qquad (4\text{-}20)$$

а количество двухпозиционных объектов *ТУ* или *ТС*

$$N_{об} = \frac{M}{2} = n_в \frac{n_ч}{2},$$

где $\frac{n_ч}{2}$ — количество частотных импульсов в одной посылке.

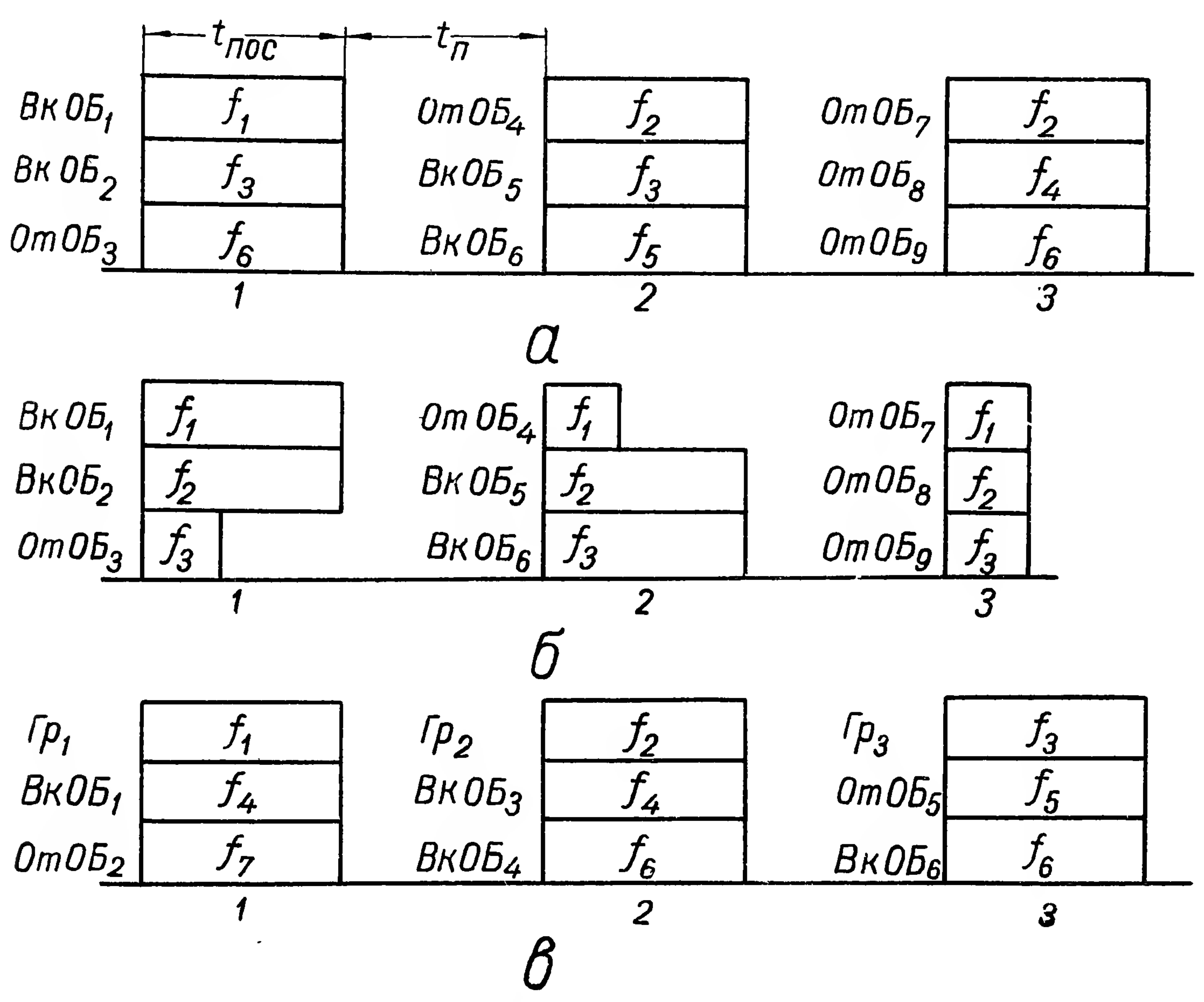


Рис. 41. Образование сигналов при частотно-распределительном методе избирания:

а — при использовании для каждого двухпозиционного объекта двух частотных позиций; *б* — при $K = 2$; *в* — при групповом выборе.

Образование сигналов при частотно-распределительном методе избирания поясняется рис. 41.

Для передачи позиции *Вк* или *От* используются различные частоты, нечетные и четные, соответственно, как показано на рис. 41, *а* при $n_ч = 6$ и $n_в = 3$.

При использовании качественных признаков число сигналов увеличивается

$$M = n_в n_ч K. \qquad (4\text{-}21)$$

Если $K = 2$, то количество двухпозиционных объектов *ТС*

$$N_{об} = n_в n_ч. \qquad (4\text{-}22)$$

Например, при *ТС* включенное состояние может передаваться длинным импульсом, а отключенное — коротким (рис. 41, *б*), при $n_ч = 3$ и $n_в = 3$

$$N_{об} = n_в n_ч = 3 \cdot 3 = 9.$$

Применяя частотно-распределительный метод избирания, в общем случае необходимо обеспечить синхронизацию и синфазирование распределителей. Однако при групповом выборе распределитель на приемной стороне исключается, так как в каждой многочастотной посылке, передаваемой последовательно, один частотный импульс выделяется для выбора группы (рис. 41, *в*). При этом количество частотных позиций

$$n_ч = n_в + 2\frac{N_{об}}{n_в}, \qquad (4\text{-}23)$$

где $\frac{N_{об}}{n_в}$ — количество объектов в одной группе, передаваемых в одной посылке. Например, при $N_{об} = 6$ и $n_в = 3$ (рис. 41, *в*)

$$n_ч = 3 + 2\frac{6}{3} = 7.$$

При частотно-распределительном методе избирания длительность передачи серии посылок

$$T_к = n_в t_{пос} + (n_в - 1)\, t_п. \qquad (4\text{-}24)$$

С р а в н и т е л ь н а я о ц е н к а и о б л а с т и п р и м е н е н и я ц и р к у л я р н ы х м е т о д о в и з б и р а н и я. Частотный метод избирания применяется при сравнительно небольшом количестве объектов *ТУ—ТС* (в частности, при рассредоточенных объектах). При этом методе избирания обеспечивается значительная помехоустойчивость и надежность управления при высоком быстродействии.

Распределительный метод избирания в настоящее время наиболее широко применяется вследствие простого выполнения основных элементов. Кроме того, если высокое быстродействие не требуется, то при распределительном методе избирания требуется сравнительно узкая полоса частот в канале связи (при передаче по магистральным линиям

связи могут использоваться стандартные телеграфные каналы).

Частотно-распределительный метод избирания может применяться при значительном количестве объектов *ТУ—ТС*, если требуется обеспечить повышенное быстродействие и помехоустойчивость за счет некоторого расширения полосы частот, занимаемой в канале связи.

Комбинационные методы избирания. Комбинационные методы избирания характеризуются взаимной зависимостью импульсов, которые комбинируются. Следовательно, отдельные импульсы не имеют самостоятельного значения, а сигналы *ТУ* или *ТС* представляют собой комбинации импульсов.

В зависимости от метода разделения импульсов, посылаемых по одному каналу связи, комбинационные методы избирания (см. табл. 5) разделяются на частотно-комбинационный, распределительно-комбинационный и частотно-комбинационно-распределительный методы избирания.

Частотно-комбинационный метод избирания. При этом методе избирания каждый сигнал *ТУ* или *ТС* передается определенной комбинацией частотных импульсов, посылаемых параллельно во времени и образующих частотные коды. Количество комбинаций наиболее часто применяемого частотного кода на одно сочетание при однородных импульсах равно числу сочетаний из $n_ч$ частот по $m_ч$ частот, посылаемых одновременно,

$$M = C_{n_ч}^{m_ч}. \qquad (4\text{-}25)$$

На рис. 42, *а* приведены две кодовые комбинации частотного кода на одно сочетание (с посылкой неполной серии импульсов) при $m_ч = 2$.

При частотно-комбинационном методе избирания для образования одинакового числа сигналов необходимое количество частот получается меньшим, чем при частотном методе избирания. Время передачи сигналов одинаково.

Распределительно-комбинационный метод избирания. При этом методе избирания каждый сигнал *ТУ* или *ТС* передается определенной комбинацией $n_в$ импульсов, посылаемых последовательно во время и образующих временные коды.

Наибольшее количество комбинаций образуется при временном коде на все сочетания

$$M = K^{n_в}. \qquad (4\text{-}26)$$

Количество комбинаций наиболее часто применяемого временного кода на одно сочетание при $K = 2$ (с посылкой полной серии импульсов) равно числу сочетаний из $n_в$ импульсов по $m_в$ импульсов, имеющих различные качественные признаки,

$$M = C_{n_в}^{m_в}, \qquad (4\text{-}27)$$

а при K качествах

$$M = (K-1)^{m_в} C_{n_в}^{m_в}. \qquad (4\text{-}28)$$

На рис. 42, *б* приведены две комбинации временного кода на все сочетания при $K = 2$ (двоичный код) и $n = 4$, а на рис. 42, *в* — комбинации временного кода на одно сочетание с посылкой полной серии импульсов при тех же K и $n_в$. Посылка полной серии импульсов необходима при пошаговом переключении распределителей.

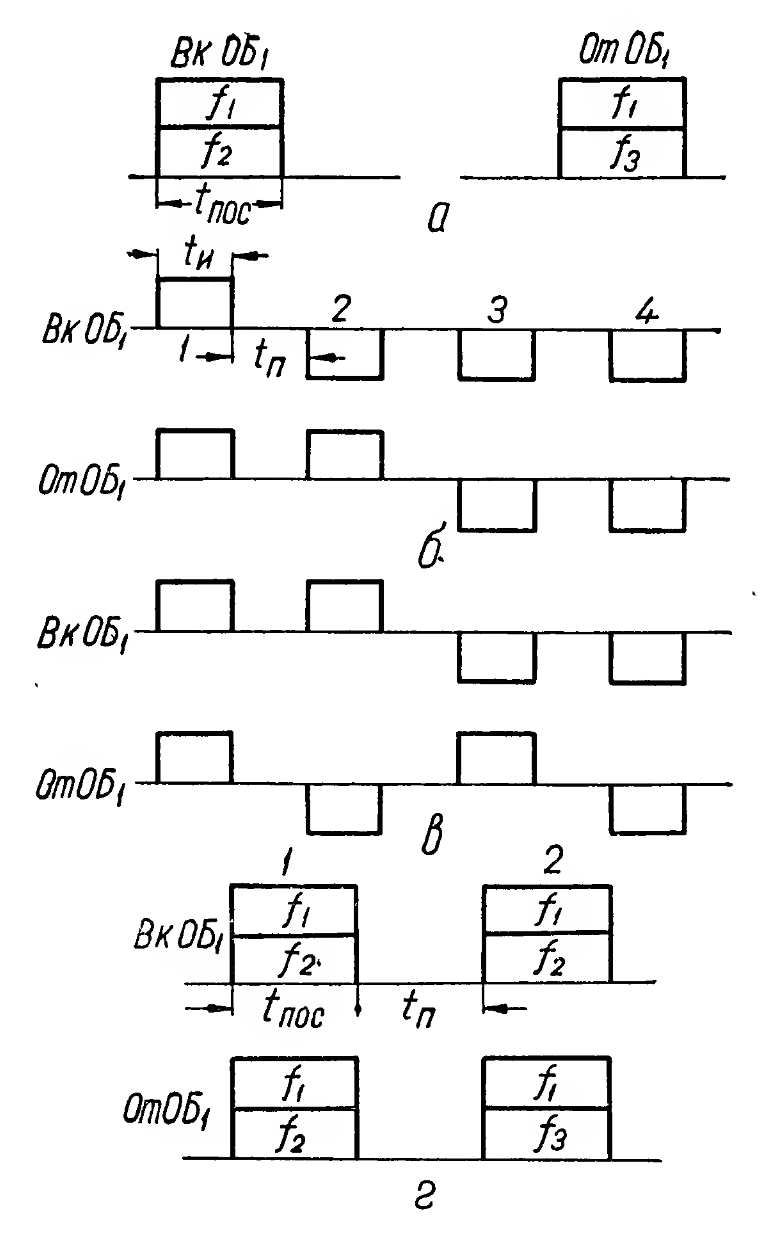


Рис. 42. Кодовые комбинации частотных, временных и частотно-временных кодов:

а — частотный код на одно сочетание при $m_ч = 2$; *б* — временной код на все сочетания при $K = 2$ и $n_в = 4$; *в* — временной код на одно сочетание с посылкой полной серии импульсов при $K = 2$, $n_в = 4$ и $m_в = 2$; *г* — частотно-временной код на все сочетания при $m_ч = 2$ и $n_в = 2$.

В общем случае при использовании распределительно-комбинационного метода избирания необходимо применять распределители на передающей и приемной стороне, а следовательно, их синхронизацию и синфазирование. Однако при использовании специальных сменнокачественных кодов, обладающих свойством самораспределения, на приемной стороне распределители можно исключить.

Чтобы передать одинаковое число приказов при распределительно-комбинационном методе избирания, необходимо меньшее количество импульсов, чем при распределительном методе избирания. Следовательно, при использовании распределительно-комбинационного метода избирания быстродействие системы телеуправления повышается.

Частотно-комбинационно-распределительный метод избирания. При этом методе избирания каждый сигнал *ТУ* или *ТС* передается определенной комбинацией $n_в$ многочастотных посылок, следующих последовательно во времени и образующих частотно-временные коды. Этот метод избирания отличается наибольшими комбинационными возможностями. Максимальное количество комбинаций получается для частотно-временного кода на все сочетания

$$M = (C_{n_ч}^{m_ч} K^{m_ч})^{n_в}, \quad (4\text{-}29)$$

а при $K = 1$

$$M = (C_{n_ч}^{m_ч})^{n_в}. \quad (4\text{-}30)$$

На рис. 42, *г* приведены две кодовые комбинации частотно-временного кода на все сочетания при $K = 1$, $m_ч = 2$ и $n_в = 2$.

Если $n_в = 1$ частотно-комбинационно-распределительный метод избирания преобразуется в частотно-комбинационный, а при $m_ч = 1$ — в распределительно-комбинационный.

Для приема и передачи частотно-временных кодов на все сочетания необходимо применять синхронизированные и синфазированные распределители. Однако, если исключить применение качественных признаков и наложить на комбинирование дополнительные ограничения, то образуются безынтервальные коды, обладающие свойством самораспределения. Такие частотно-временные коды названы сменно-посылочными.

§ 5. ПРОИЗВОДНЫЕ МЕТОДЫ ИЗБИРАНИЯ

При использовании нескольких параллельных проводных линий или каналов связи можно получить значительное количество производных методов избирания. При передаче в каждом из принятых каналов связи по одному импульсу образуются разделительный (простой качественный) и разделительно-комбинационный (качественно-комбинационный) методы избирания. Если же в каждом из каналов связи применить частотное, временное или частотно-временное разделение импульсов, то образуется шесть комбинированных методов избирания: разделительно-частотный, разде-

лительно-распределительный, разделительно - частотно-распределительный, разделительно-частотно-комбинационный, разделительно-распределительно-комбинационный и разделительно-частотно-комбинационно-распределительный.

Все перечисленные производные методы избирания циркулярные и комбинационные приведены в табл. 6, где также даны соответствующие выражения для максимального количества комбинаций ($N_{к.с}$ — число каналов связи).

Таблица 6

Производные методы избирания

Метод разделения импульсов в отдельных каналах связи	Циркулярные методы избирания	Комбинационные методы избирания
В каждом канале связи происходит по одному импульсу	Разделительный $M = KN_{к.с}$	Разделительно-комбинационный $M = K^{N_{к.с}}$
Частотный	Разделительно-частотный $M = n_ч N_{к.с}$	Разделительно-частотно-комбинационный $M = (C_{n_ч}^{m_ч})^{N_{к.с}}$
Временный	Разделительно-распределительный $M = Kn_в N_{к.с}$	Разделительно-распределительно-комбинационный $M = (C_{n_в}^{m_в})^{N_{к.с}}$
Частотно-временный	Разделительно-частотно-распределительный $M = n_ч n_в N_{к.с}$	Разделительно-частотно-комбинационно-распределительный $M = (C_{n_ч}^{m_ч})^{n_в N_{к.с}}$

Разделительный метод избирания. При этом методе избирания сигналы *ТУ* или *ТС* передаются качественно различными импульсами, которые посылаются по отдельным проводным линиям или каналам связи.

При использовании $N_{пр}$ отдельных проводов, одного общего провода и K качественных признаков количество сигналов

$$M = KN_{пр}. \tag{4-31}$$

Разделительный метод избирания относится к циркулярным, поскольку одновременно может передаваться $N_{пр}$ приказов. Время передачи одного или всех приказов равно длительности одного импульса.

Метод образования сигналов при $N_{пр} = 3$ и $K = 2$ (полярность) поясняется табл. 7.

Таблица 7

Образование сигналов при разделительном методе избирания

№ сигнала	№ провода		
	1	2	3
1	+		
2	—		
3		+	
4		—	
5			+
6			—

В соответствии с выражением (4-31).

$$M = 2 \cdot 3 = 6.$$

Разделительно-комбинационный метод избирания. При этом методе избирания каждый сигнал *ТУ* или *ТС* передается определенной комбинацией качественно различных импульсов, посылаемых параллельно по всем используемым проводным линиям или каналам связи.

При использовании проводных линий применяются комбинации импульсов на все сочетания. При этом количество сигналов

$$M = K^{N_{пр}}. \qquad (4\text{-}32)$$

Поскольку для передачи каждого сигнала используются все линии связи, то при разделительно-комбинационном методе избирания одновременно можно управлять только одним объектом. Однако быстродействие устройства по сравнению с разделительным методом не уменьшается, так как все импульсы посылаются параллельно во времени.

Таблица 8

Образование сигналов при разделительно-комбинационном методе избирания

№ сигнала	№ провода		
	1	2	3
1	+	+	+
2	+	+	—
3	+	—	+
4	+	—	—
5	—	+	+
6	—	+	—
7	—	—	+
8	—	—	—

Метод образования сигналов при $N_{пр} = 3$ и $K = 2$ (полярность) поясняется табл. 8.

В соответствии с выражением (4-32)

$$M = 2^3 = 8.$$

Следовательно, при использовании разделительно-комбинационного метода избирания при одинаковых $N_{пр}$ и K

можно передать больше сигналов, чем при разделительном избирании. Однако схемы устройств получаются значительно более сложные.

Разделительный и разделительно-комбинационный методы избирания применяются в многопроводных системах *ТУ—ТС*. Причем системы *ТУ—ТС* с использованием разделительного метода избирания при количестве импульсных признаков $K > 1$ по существу являются улучшенными системами дистанционного управления и сигнализации (при которых $K = 1$). При использовании этих устройств количество необходимых проводных линий связи уменьшается в K раз по сравнению с дистанционным управлением.

Разделительно-частотный, разделительно-распределительный и разделительно-частотно-распределительный методы избирания не применяются, так как схемы устройств *ТУ—ТС* усложняются, не давая особых дополнительных преимуществ.

Применение остальных производных методов избирания (комбинационных) имеет смысл при большом количестве объектов телеуправления и высоких требований к быстродействию устройств, а также при построении устройств *ТУ—ТС* повышенной надежности с применением корректирующих кодов. При сравнительно небольших расстояниях между *ДП* и *ИП* весьма существенным является также упрощение аппаратуры *ТУ—ТС*, получаемое за счет использования нескольких каналов связи (проводимых линий). Особенно перспективными являются разделительно-частотно-комбинационный и разделительно-частотно-комбинационно-распределительный методы избирания.

Глава пятая

МЕТОДЫ КОДООБРАЗОВАНИЯ

§ 1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

В телеуправлении коды применяются для образования сигналов при комбинационных методах избирания. Кодом в широком смысле называется совокупность условных сигналов, обозначающих дискретные сообщения [50]. В технике телеуправления применяются коды, представляющие собой совокупности комбинаций импульсов, образуемые по определенным правилам или методам кодообразования.

Метод кодообразования находит отражение в названии кода. Кроме того, в зависимости от метода разделения импульсов, образующих кодовые комбинации, различают частотные, временные, частотно-временные коды, а также разделительные коды (при посылке импульсов по отдельным проводным линиям или каналам связи).

Увеличение количества кодовых комбинаций или повышение помехоустойчивости кодов достигается применением импульсов с различными качественными признаками.

Метод кодообразования определяет максимальное количество кодовых комбинаций, которые могут быть образованы при данном количестве импульсов и принятых качественных признаках. Общие методы кодообразования не зависят от физической природы импульсов и методов их разделения при передаче по каналам связи. Методика комбинирования основывается на следующих положениях теории соединений.

1. Размещениями из n элементов по m называются такие их соединения, которые различаются самими элементами или их порядком.

Число всех размещений из n различных элементов по m

$$A_n^m = n(n-1)(n-2)\dots(n-m+1). \qquad (5\text{-}1)$$

Предполагается, что $m < n$.

При комбинировании по два элемента

$$A_n^2 = n(n-1). \qquad (5\text{-}2)$$

В комбинациях однородные члены не повторяются. Например, размещения из трех элементов a, b, c по два (ab, ac, bc, ba, ca, cb)

$$A_3^2 = 3 \cdot 2 = 6.$$

Максимальное количество размещений получается при

$$m = n - 1. \qquad (5\text{-}3)$$

При $m = n$ размещения преобразуются в перестановки.

2. Перестановками из n различных элементов называются их соединения, отличающиеся только порядком входящих в них элементов. Например, перестановки из трех элементов a, b и c — abc, bca, cab, cba, bac, acb.

Число всех перестановок из n различных элементов

$$P_n = 1.2.3. \;\dots\; n = n! = A_n^n. \qquad (5\text{-}4)$$

3. Сочетаниями из n различных элементов по m называются их соединения, различающиеся только самими элементами.

Число всех сочетаний из n различных элементов по m

$$C_n^m = \frac{n(n-1)(n-2)\dots(n-m+1)}{m!} = \frac{A_n^m}{P_m}. \qquad (5\text{-}5)$$

Предполагается, что $m < n$

$$C_n^1 = n; \; C_n^n = C_n^0 = 1; \; C_n^m = C_n^{n-m}.$$

Максимальное число сочетаний получается при $m = \frac{n}{2}$ (при четном n) и $m = \frac{n \pm 1}{2}$ (при нечетном n).

При комбинировании по два

$$C_n^2 = \frac{n(n-1)}{2}. \qquad (5\text{-}6)$$

В комбинациях однородные члены не повторяются. Например, сочетания из трех элементов a, b, c по два (ab, ac, bc)

$$C_3^2 = \frac{3 \cdot 2}{2} = 3.$$

Известно также, что

$$C_{n_1}^{m_1} C_{n-n_1}^{m-m_1} < C_n^m. \qquad (5\text{-}7)$$

Например, при $n = 8$, $m = 4$ и $n_1 = 4$, $m_1 = 2$

$$\frac{4 \cdot 3}{2} \cdot \frac{4 \cdot 3}{2} = 36 \text{ и } \frac{8 \cdot 7 \cdot 6 \cdot 5}{2 \cdot 3 \cdot 4} = 70.$$

В технике телеуправления применяются преимущественно комплектные (равномерные) коды с постоянным количеством импульсов, что повышает надежность управления, так как добавление или утеря импульсов в комплектном коде легко обнаруживается.

Для повышения эффективности использования импульсов при кодообразовании необходимо, чтобы при данном числе импульсов количество кодовых комбинаций было как можно большим. Для повышения помехоустойчивости кода используемое количество комбинаций сокращается (в код вводится избыточность).

§ 2. ОБЩИЕ МЕТОДЫ КОДООБРАЗОВАНИЯ

Коды на все сочетания. Наибольшее количество комбинаций дают коды на все сочетания без ограничений. Эти коды могут быть комплектными (состоящими из постоянного количества импульсов) или некомплектными (состоящими из различного числа импульсов).

Комплектные коды на все сочетания могут образовываться только при использовании двух или более качественных признаков импульсов ($K \geqslant 2$). *Некомплектные коды на все сочетания* образуются также при однородных импульсах ($K = 1$). Комбинации этого кода получаются использованием всех сочетаний, состоящих от одного до n импульсов, возникающих на определенных временных или частот-

ных позициях. В соответствии с этим общее количество комбинаций этого кода

$$M = \sum_{m=1}^{m=n} C_n^m, \tag{5-8}$$

где m — количество импульсов в комбинации.

Например, при $n = 4$ получаем следующие комбинации из однородных членов, расположенных на различных позициях:

$C_4^1 = 4$	$C_4^2 = 6$	$C_4^3 = 4$	$C_4^4 = 1$
1) a_1	5) a_1a_2	11) $a_1a_2a_3$	15) $a_1a_2a_3a_4$
2) a_2	6) a_1a_3	12) $a_1a_2a_4$	
3) a_3	7) a_1a_4	13) $a_1a_3a_4$	
4) a_4	8) a_2a_3	14) $a_2a_3a_4$	
	9) a_2a_4		
	10) a_3a_4		

Из выражения (5-8)

$$M = \sum_{m=1}^{m=4} C_4^m = C_4^1 + C_4^2 + C_4^3 + C_4^4 = 4 + \frac{4 \cdot 3}{2} + \frac{4 \cdot 3 \cdot 2}{2 \cdot 3} + 1 =$$
$$= 4 + 6 + 4 + 1 = 15.$$

Комплектные коды на все сочетания при $K = 2$ образуются дополнением комбинаций некомплектного кода до постоянного числа импульсов n. Для дополнения используются импульсы, отличающиеся от основных импульсов своим качественным признаком. При этом можно применить также нулевую комбинацию, состоящую только из дополнительных импульсов. Общее количество комбинаций этих кодов

$$M = \sum_{m=0}^{m=n} C_n^m. \tag{5-9}$$

Например, при $n = 4$

1) *abbb*	5) *aabb*	9) *baba*	13) *abaa*
2) *babb*	6) *abab*	10) *bbaa*	14) *baaa*
3) *bbab*	7) *abba*	11) *aaab*	15) *aaaa*
4) *bbba*	8) *baab*	12) *aaba*	16) *bbbb*

Комплектный код на все сочетания имеет более высокую помехоустойчивость, чем некомплектный, так как потеря или добавление импульсов в канале связи могут быть обнаружены.

Определим общее выражение для количества комбинаций комплектного кода на все сочетания при K используемых качественных признаков. В основу построения кодов принимаем комбинации по два импульса ($n = 2$). При этом в соответствии с выражением (5-2) получаем число размещений из K импульсов по два

$$A_k^2 = K(K-1).$$

Для получения полного числа полночленных комбинаций необходимо также учесть комбинации с одинаковыми членами типа *aa*, *bb*, *cc*, количество которых будет равно числу качественных признаков K. Следовательно, полное число комбинаций по два

$$M = K(K-1) + K = K^2. \qquad (5\text{-}10)$$

Например, при $K = 3(a,\ b,\ c,)$ и $n = 2$ имеем $K(K-1) = 3 \cdot 2 = 6$ размещений и $K = 3$ комбинаций с однородными членами.

Размещения	Комбинации с одинаковыми членами
ab	
ba	*aa*
ac	*bb*
ca	*cc*
bc	
cb	

Полное число комбинаций $6 + 3 = 9$, что также получается из выражения (5-10).

$$M = 3^2 = 9.$$

При увеличении числа импульсов на единицу число комбинаций увеличивается в K раз, так как трехчленные комбинации образуются путем комбинирования основных двухчленных комбинаций поочередно со всеми качествами K. Следовательно, при $n = 3$

$$M = K^2 K = K^3. \qquad (5\text{-}11)$$

Например, при $K = 3$ и $n = 3$ имеем следующие комбинации:

Комбинации, получаемые путем комбинирования двухчленных комбинаций с качеством *a*	Комбинации, получаемые путем комбинирования двухчленных комбинаций с качеством *b*	Комбинации, получаемые путем комбинирования двухчленных комбинаций с качеством *c*
aab	*bab*	*cab*
aba	*bba*	*cba*
aac	*bac*	*cac*

aca	*bca*	*cca*
abc	*bbc*	*cbc*
acb	*bcb*	*ccb*
aaa	*baa*	*caa*
abb	*bbb*	*cbb*
acc	*bcc*	*ccc*
9 комбинаций	9 комбинаций	9 комбинаций

Полное число комбинаций $9 + 9 + 9 = 27$, что также получается из выражения (5-11)

$$M = 3^3 = 27.$$

Продолжая увеличивать число импульсов в коде, легко убедиться, что при введении каждого нового импульса общее количество комбинаций увеличивается в K раз. В общем случае при n импульсах в коде на все сочетания полное число полночленных (имеющих постоянное количество импульсов) комбинаций

$$M = K^n. \tag{5-12}$$

Из этого выражения можно заключить, что для комплектного кода на все сочетания комбинирование возможно только при $K > 1$ и $n > 1$.

Комплектный код на все сочетания называется также числовым кодом при основании, равном K, которое определяет систему счисления.

Двоичный код. При $K = 2$ выражение для количества комбинаций совпадает с двоичным счислением и поэтому такой код называется двоичным. Для этого кода

$$M = 2^n. \tag{5-13}$$

Это выражение также получается из уравнения (5-9)

$$\sum_{m=0}^{m=n} C_n^m = C_n^0 + C_n^1 + C_n^2 + \cdots + C_n^{n-1} + C_n^n.$$

Правая часть этого выражения соответствует разложению 2^n по биному Ньютона при $a = b = 1$. Так как $C_n^0 = C_n^n = 1$, то

$$2^n = \sum_{m=0}^{m=n} C_n^m = 1 + C_n^1 + C_n^2 + \cdots + C_n^{n-1} + 1.$$

Две единицы в этом выражении дают две комбинации с однородными членами.

Таблица 9

Комбинации двоичного кода

Номер комбинации (десятичные числа)	Двоичные числа	Комбинации двоичного некомплектного кода	Комбинации двоичного комплектного кода
0	0000	— — — —	*bbbb*
1	0001	— — — *a*	*bbba*
2	0010	— — *a* —	*bbab*
3	0011	— — *aa*	*bbaa*.
4	0100	— *a* — —	*babb*
5	0101	— *a* — *a*	*baba*
6	0110	— *aa* —	*baab*
7	0111	— *aaa*	*baaa*
8	1000	*a* — — —	*abbb*
9	1001	*a* — — *a*	*abba*
10	1010	*a* — *a* —	*abab*
11	1011	*a* — *aa*	*abaa*
12	1100	*aa* — —	*aabb*
13	1101	*aa* — *a*	*aaba*
14	1110	*aaa* —	*aaab*
15	1111	*aaaa*	*aaaa*

Если обозначить одно качество цифрой 0, а другое — 1, то запись комбинаций кода будет соответствовать таблице двоичных чисел. Соответствующая запись при четырех двоичных разрядах ($n = 4$) приведена в табл. 9, где комбинации 0 и 15 с однородными членами, комбинации 1, 2, 4 и 8 это C_4^1 комбинации 3, 5, 6, 9, 10 и 12 это C_4^2, а комбинации 7, 11, 13 и 14 это C_4^3.

При использовании в кодовых комбинациях только однородных импульсов образуется некомплектный двоичный код, в котором единица передается наличием импульса, а нуль — его отсутствием. Поскольку в этом коде комбинация, состоящая из одних нулей, не применяется, то общее количество комбинаций при $K = 1$ из уравнений (5-8) и (5-13)

$$M = \sum_{m=1}^{m=n} C_n^m = 2^n - 1, \qquad (5\text{-}14)$$

а при K качествах

$$M = K(2^n - 1). \qquad (5\text{-}15)$$

При $K = 2$ количество кодовых комбинаций этого кода примерно в два раза превышает число комбинаций соответствующего комплектного кода.

Двоичный комплектный и некомплектный коды широко применяются в технике связи для передачи телеграфных сообщений. В технике связи принято называть двоичный комплектный код — кодом с активной паузой, а некомплектный код — кодом с пассивной паузой.

Десятичный код. Десятичный код — это код на все сочетания при $K = 10$. Выражение для количества комбинаций этого кода

$$M = 10^n \tag{5-16}$$

соответствует десятичной системе счисления (n — число десятичных разрядов).

В технике телеуправления безызбыточные коды на все сочетания не применяются вследствие своей сравнительно низкой помехоустойчивости.

Коды на одно сочетание. Коды на одно сочетание это комплектные коды, которые наиболее широко применяются в технике телеуправления.

Код на одно сочетание с передачей неполной серии импульсов можно образовать при использовании только однородных импульсов ($K = 1$). Комбинации этого кода получаются путем использования только сочетаний, состоящих из постоянного числа импульсов m, возникающих на определенных временных или частотных позициях, при общем их количестве n. Следовательно, полное количество комбинаций этого кода равно числу сочетаний из n по m

$$M = C_n^m. \tag{5-17}$$

Построение комбинаций наиболее часто применяемого кода при $m = 2$ для n до 10 приведено в табл. 10.

При K используемых качествах количество комбинаций соответственно увеличивается

$$M = K^m C_n^m, \tag{5-18}$$

так как допускается любое сочетание из m элементов.

Например, при $K = 2$ (a и b), $n = 4$ и $m = 2$

$$M = 2^2 C_4^2 = 4\frac{4 \cdot 3}{2} = 24.$$

Это комбинации

	I	II	III	IV
1.	a_1a_2	b_1b_2	a_1b_2	b_1a_2
2.	a_1a_3	b_1b_3	a_1b_3	b_1a_3
3.	a_1a_4	b_1b_4	a_1b_4	b_1a_4
4.	a_2a_3	b_2b_3	a_2b_3	b_2a_3
5.	a_2a_4	b_2b_4	a_2b_4	b_2a_4
6.	a_3a_4	b_3b_4	a_3b_4	b_3a_4

Таблица 10

Комбинации кода на одно сочетание

Позиции	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1—2	1—3	1—4	1—5	1—6	1—7	1—8	1—9	1—10
2	—	2—3	2—4	2—5	2—6	2—7	2—8	2—9	2—10
3	—	—	3—4	3—5	3—6	3—7	3—8	3—9	3—10
4	—	—	—	4—5	4—6	4—7	4—8	4—9	4—10
5	—	—	—	—	5—6	5—7	5—8	5—9	5—10
6	—	—	—	—	—	6—7	6—8	6—9	6—10
7	—	—	—	—	—	—	7—8	7—9	7—10
8	—	—	—	—	—	—	—	8—9	8—10
9	—	—	—	—	—	—	—	—	9—10

Код на одно сочетание с передачей полной серии импульсов образуется при использовании не менее двух значений качественного признака ($K \geqslant 2$). Комбинации этого кода содержат n импульсов и при $K = 2$ получаются дополнением комбинаций предыдущего кода до числа n импульсов, отличающимися от импульсов m качественным признаком. При этом количество комбинаций (5-17) не изменяется.

При K качествах число комбинаций кода определяется из выражения

$$M = (K - 1)^m C_n^m. \qquad (5\text{-}19)$$

Для этого кода то же количество комбинаций, что и для предыдущего примера, получается при $K = 3$, так как

$$M = (3 - 1)^2 C_4^2 = 4 \frac{4 \cdot 3}{2} = 24.$$

Эти комбинации получаются дополнением комбинаций предыдущего примера третьим качеством c. Например, $a_1a_2c_3c_4$, $a_1c_2a_3c_4$ и т. д.

Многоступенчатые коды. Комбинации многоступенчатых кодов образуются путем комбинирования нескольких комбинаций соответствующего основного кода. Как и для одноступенчатых кодов комбинирование основных комбинаций может осуществляться по любому методу, который находит отражение в названии кода, причем вначале указывается метод образования комбинаций основного кода, а затем — сложного кода.

Для двухступенчатого кода основными комбинациями являются комбинации одноступенчатого кода, для трехступенчатого — комбинации двухступенчатого кода и т. д.

Количество комбинаций двухступенчатого кода на все сочетания

$$M = (K^n)^{n_k}, \tag{5-20}$$

где n_k — количество комбинаций основного кода, составляющее комбинации двухступенчатого кода.

Примером такого кода, широко применяемого в вычислительной технике, является двоично-десятичный код. Из названия этого кода ясно, что в качестве основного кода используется двоичный код. Минимальное количество двоичных разрядов, достаточное для построения двоично-десятичного кода, равно 4. При этом для изображения десятичных цифр используется только десять комбинаций из возможных 16 (например, первые десять в табл. 9). Тогда цифра 25 будет передаваться комбинацией 0010—0101, а цифра 10 комбинацией 0001—0000.

С точки зрения техники телеуправления более перспективным является двухступенчатый код на одно сочетание — все сочетания, так как этот код отличается более высокой помехоустойчивостью.

Количество комбинаций двухступенчатого кода на одно сочетание — все сочетания определятся из выражения

$$M = (C_n^m)^{n_k}. \tag{5-21}$$

Например, при $n = 4$ ($a_1a_2a_3$ и a_4), $m = 2$ и $n_k = 2$

$$M = (C_4^2)^2 = \left(\frac{4\cdot 3}{2}\right)^2 = 36.$$

Это комбинации:

1. $a_1a_2—a_1a_2$	$a_1a_3—a_1a_2$	$a_1a_4—a_1a_2$	$a_2a_3—a_1a_2$	$a_2a_4—a_1a_2$	$a_3a_4—a_1a_2$
2. $a_1a_2—a_1a_3$	$a_1a_3—a_1a_3$	$a_1a_4—a_1a_3$	$a_2a_3—a_1a_3$	$a_2a_4—a_1a_3$	$a_3a_4—a_1a_3$
3. $a_1a_2—a_1a_4$	$a_1a_3—a_1a_4$	$a_1a_4—a_1a_4$	$a_2a_3—a_1a_4$	$a_2a_4—a_1a_4$	$a_3a_4—a_1a_4$
4. $a_1a_2—a_2a_3$	$a_1a_3—a_2a_3$	$a_1a_4—a_2a_3$	$a_2a_3—a_2a_3$	$a_2a_4—a_2a_3$	$a_3a_4—a_2a_3$
5. $a_1a_2—a_2a_4$	$a_1a_3—a_2a_4$	$a_1a_4—a_2a_4$	$a_2a_3—a_2a_4$	$a_2a_4—a_2a_4$	$a_3a_4—a_2a_4$
6. $a_1a_2—a_3a_4$	$a_1a_3—a_3a_4$	$a_1a_4—a_3a_4$	$a_2a_3—a_3a_4$	$a_2a_4—a_3a_4$	$a_3a_4—a_3a_4$

Более просто декодируется двухступенчатый код на сочетания, количество комбинаций которого

$$M = C^{n_k}_{C^m_n}. \tag{5-22}$$

Например, при $n = 4$, $m = 2$ и $n_k = 2$

$$M = C^2_{C^2_4} = C^2_6 = \frac{6 \cdot 5}{2} = 15.$$

Это комбинации:

1. $a_1a_2—a_1a_3$	$a_1a_3—a_1a_4$	$a_1a_4—a_2a_4$
2. $a_1a_2—a_1a_4$	$a_1a_3—a_2a_3$	$a_1a_4—a_3a_4$
3. $a_1a_2—a_2a_3$	$a_1a_3—a_2a_4$	$a_2a_3—a_2a_4$
4. $a_1a_2—a_2a_4$	$a_1a_3—a_3a_4$	$a_2a_3—a_3a_4$
5. $a_1a_2—a_3a_4$	$a_1a_4—a_2a_3$	$a_2a_4—a_3a_4$

§ 3. ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ КОДОВ

Любую совокупность кодовых комбинаций можно представить в n-мерном пространстве. Наиболее просто геометрическое представление двоичного некомплектного кода. В комбинациях этого кода передаются только единицы. Поэтому для преобразования одной кодовой комбинации в n ближайших достаточно появления или исчезновения единицы на одной из позиций (единичное искажение). Например, при $n = 3$ комбинации —aa(011), a—a (101), aa—(110)— отличаются от комбинации aaa (111) только в одной единице (в одном знаке). С геометрической точки зрения комбинации —aa, a—a и aa— находятся на одном единичном расстоянии от комбинации aaa, как показано на рис. 43, a. Следовательно, расстояние между кодовыми комбинациями определяется по количеству единичных искажений, приводящих к преобразованию одной кодовой комбинации в другую.

Геометрическая модель n-значного двоичного некомплектного кода представляет собой n-мерный куб с ребром, равным единице, каждая из вершин которого представляет одну из возможных кодовых комбинаций. При $n = 3$ модель двоичного некомплектного кода — это трехмерный куб (рис. 43, *б*). Для каждой вершины куба имеются три другие вершины на расстоянии единица, еще три — на расстоянии два и одна — на расстоянии три. Следовательно, расстояние между комбинациями измеряется числом ребер куба, которые надо пройти на пути от одной вершины к другой. Например, от комбинации — —*a* (001) на рас-

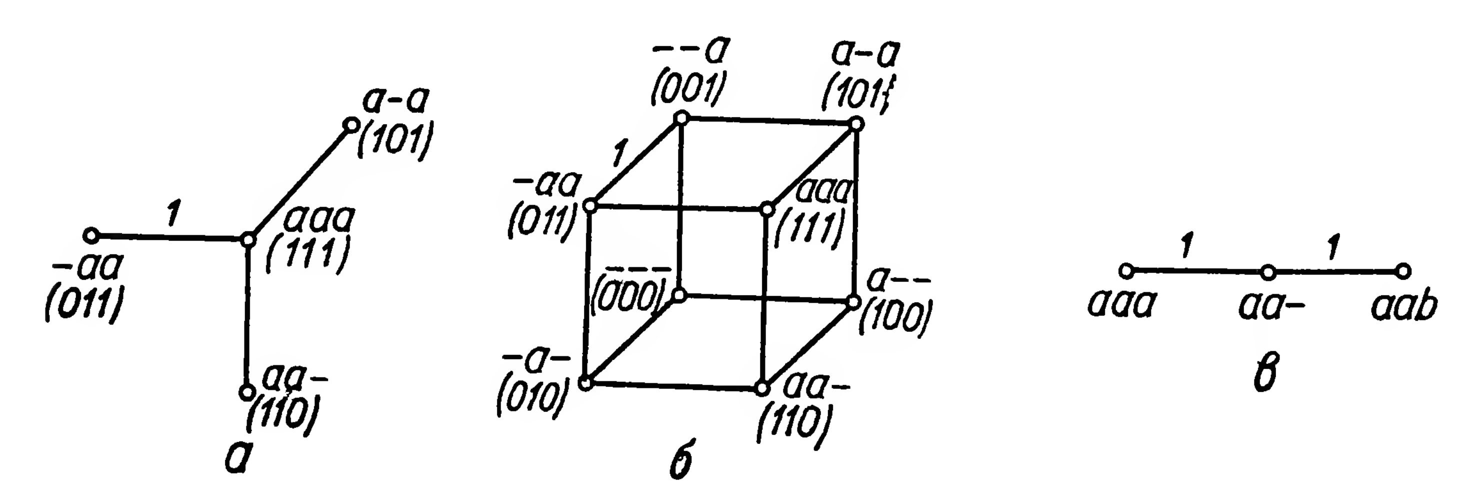


Рис. 43. Геометрические представления двоичных некомплектных кодов:

а — геометрическая модель четырех комбинаций; *б* — геометрическая модель кода при $n = 3$; *в* — преобразование комбинации *aaa* в *aab*.

стоянии единица находятся комбинации — — — (000), —*aa* (011), *a*—*a* (101), на расстоянии два —*a*— (010), *aaa* (111), *a*—— (100) и на расстоянии три комбинация *aa*— (110).

Помехоустойчивость кода зависит от расстояния между его ближайшими кодовыми комбинациями, которое называется *кодовым расстоянием* ($d_к$).

Поскольку ближайшие кодовые комбинации двоичного некомплектного кода находятся одна от другой на одном единичном расстоянии ($d_к = 1$), то единичные искажения комбинаций этого кода не могут быть обнаружены. Следовательно, двоичный некомплектный код не обладает обнаруживающей искажения способностью.

Если использовать только половину комбинаций двоичного некомплектного кода, например, нечетные комбинации 001; 010; 100; 111, состоящие из нечетного числа единиц, то кодовое расстояние увеличится в два раза ($d_к = 2$) и появляется возможность обнаружения единичных искажений, при которых нарушается нечетность единиц в комбинации.

Следовательно, двоичный нечетный некомплектный код обладает обнаруживающей искажения способностью.

При использовании для образования кодовых комбинаций импульсов, имеющих различные качественные признаки, расстояние между комбинациями соответственно увеличивается. Например, кодовая комбинация двоичного комплектного кода 000 передается тремя импульсами одного качества *aaa*, а ближайшая комбинация 001 — двумя импульсами, имеющими качество *a*, и одним импульсом, имеющим качество *b*. Эти комбинации отстоят одна от другой на два единичных расстояния ($d_к = 2$), так как для того чтобы одна комбинация преобразовалась в другую, должно произойти два единичных искажения или двойное искажение. На рис. 43, *в* показано, что для преобразования кодовой комбинации *aaa* в комбинацию *aab* необходимо, чтобы в комбинации *aaa* импульс, находящийся на последней позиции, был подавлен (одно единичное искажение), а вместо него возник импульс, имеющий качество *b* (еще одно единичное искажение).

Таблица 11

Кодовые расстояния основных кодов

Код	Ближайшие кодовые комбинации	Кодовое расстояние $d_к$
Двоичный некомплектный	1. *aaa* 2. *aaaa*	1
Двоичный нечетный некомплектный	1. — — *a* — 2. — a — —	2
Двоичный комплектный	1. *aaba* 2. *aaaa*	2
Двоичный нечетный комплектный	1. *bbab* 2. *babb*	4
На одно сочетание с посылкой неполной серии импульсов	1. aa — — 2. *a* — *a* —	2
На одно сочетание с посылкой полной серии импульсов	1. *aabb* 2. *abab*	4

В табл. 11 приведены ближайшие кодовые комбинации и кодовое расстояние для двоичных кодов и кодов на одно сочетание.

§ 4. ОБНАРУЖЕНИЕ И ИСПРАВЛЕНИЕ ИСКАЖЕНИЙ В КОДОВЫХ КОМБИНАЦИЯХ

Обнаруживающие и исправляющие (корректирующие) свойства кодов определяются кодовым расстоянием. Если $q_{об}$ — кратность обнаруживаемых искажений, а $q_{исп}$ — кратность исправляемых искажений, то для обнаружения

$$d_к \geqslant q_{об} + 1, \quad (5\text{-}23)$$

а для исправления

$$d_к \geqslant 2q_{исп} + 1. \quad (5\text{-}24)$$

В случае одновременного обнаружения и исправления

$$d_к \geqslant q_{исп} + q_{об} + 1, \quad (5\text{-}25)$$

где $q_{об} \geqslant q_{исп}$.

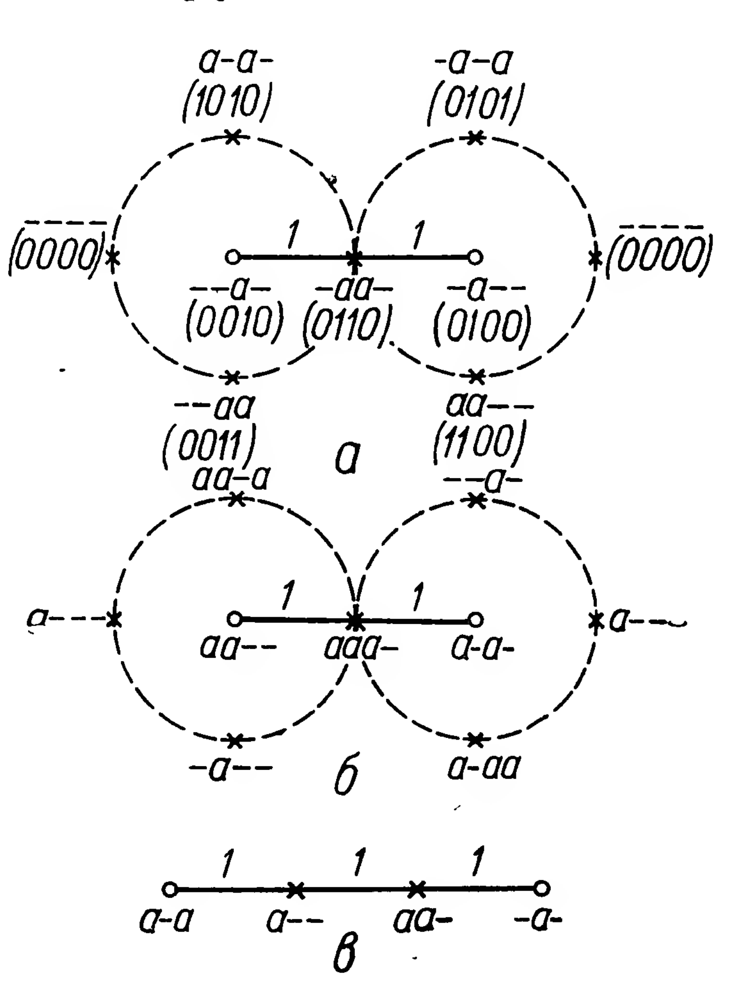


Рис. 44. Геометрические построения, поясняющие свойства кодов с обнаружением и исправлением искажений:

а — комбинации двоичного нечетного некомплектного кода; *б* — комбинации кода на одно сочетание с посылкой неполной серии импульсов; *в* — комбинации двоичного некомплектного кода с $d_к = 3$; ○ — разрешенные комбинации (используемые); × — запрещенные комбинации (неиспользуемые).

Если кодовое расстояние равно единице ($d_к = 1$), то единичные искажения не могут быть обнаружены, так как искаженная комбинация совпадает с одной из разрешенных кодовых комбинаций, используемых для передачи сообщений. При кодовом расстоянии, равном два ($d_к = 2$) единичные искажения могут быть обнаружены, так как в этом случае искаженная комбинация не является разрешенной. На рис. 44 выполнены соответствующие геометрические построения. Разрешенные кодовые комбинации отмечены кружком, а запрещенные — крестиком (эти комбинации расположены на окружностях радиусом в одно единичное расстояние). Следовательно, единичные искажения преобразуют разрешенные кодовые комбинации в запрещенные.

Обнаружение единичных искажений двоичного нечетного некомплектного кода осуществляется проверкой

поступающих из канала связи комбинаций на нечетность, так как четные являются запрещенными комбинациями (рис. 44, *а*). Обнаружение единичных искажений кода на одно сочетание (рис. 44, *б*) осуществляется при помощи числового контроля, так как единичные искажения изменяют количество импульсов в комбинации.

Если $d_к = 3$, то в соответствии с выражениями (5-23) и (5-24) можно обнаружить единичные и двойные искажения или исправить единичные искажения. Обнаружение единичных и двоичных искажений основано на том, что эти искажения переводят разрешенную комбинацию в запрещенную (рис. 44, *в*).

Следует учитывать, что при независимых искажениях вероятность искажений убывает с возрастанием кратности. Если вероятность возникновения или потери одного импульса в кодовой комбинации равна p_1, то вероятность единичного искажения на одной из n позиций

$$p_{ед} = np_1(1 - p_1)^{n-1}, \quad (5\text{-}26)$$

где $(1 - p_1)^{n-1}$ — вероятность отсутствия ошибки на остальных $n - 1$ позициях.

В устройствах телеуправления $p_1 \ll 1$, а поэтому можно принять

$$p_{ед} = np_1, \quad (5\text{-}27)$$

тогда вероятность двойных искажений

$$p_{дв} = C_n^2 p_1^2, \quad (5\text{-}28)$$

а вероятность искажений кратности q

$$p_q = C_n^q p_1^q. \quad (5\text{-}29)$$

Например, при $p_1 = 10^{-3}$ и $n = 5$,

$$p_{дв} = C_5^2 \cdot 10^{-6} = \frac{5 \cdot 4}{2} 10^{-6} = 10^{-5}.$$

Если считать, что двойные искажения маловероятны, то при $d_к = 3$ можно исправить единичные искажения, так как искаженная в одном импульсе комбинация отличается от ближайшей другой разрешенной комбинации на два единичных расстояния (комбинации *аа*— и *а—а* на рис. 44, *в*).

Следует отметить, что количество используемых комбинаций в кодах с исправлением искажений или корректирующих

кодах значительно сокращается по сравнению с исходным кодом. Примерное количество кодовых комбинаций двоичного некомплектного кода, отличающихся не менее чем на три единичных расстояния, определяется из выражения

$$M_3 \leqslant \frac{2^n}{n+1}. \qquad (5\text{-}30)$$

Например, при $n = 5$ можно получить $2^5 = 32$ кодовые комбинации двоичного кода, из которых только четыре *—а——а* (01001), *—ааа—*(01110), *а——а—* (10010), *а—а—а* (10101) отличаются между собой не менее, чем на три единичных расстояния, и относятся к корректирующему коду.

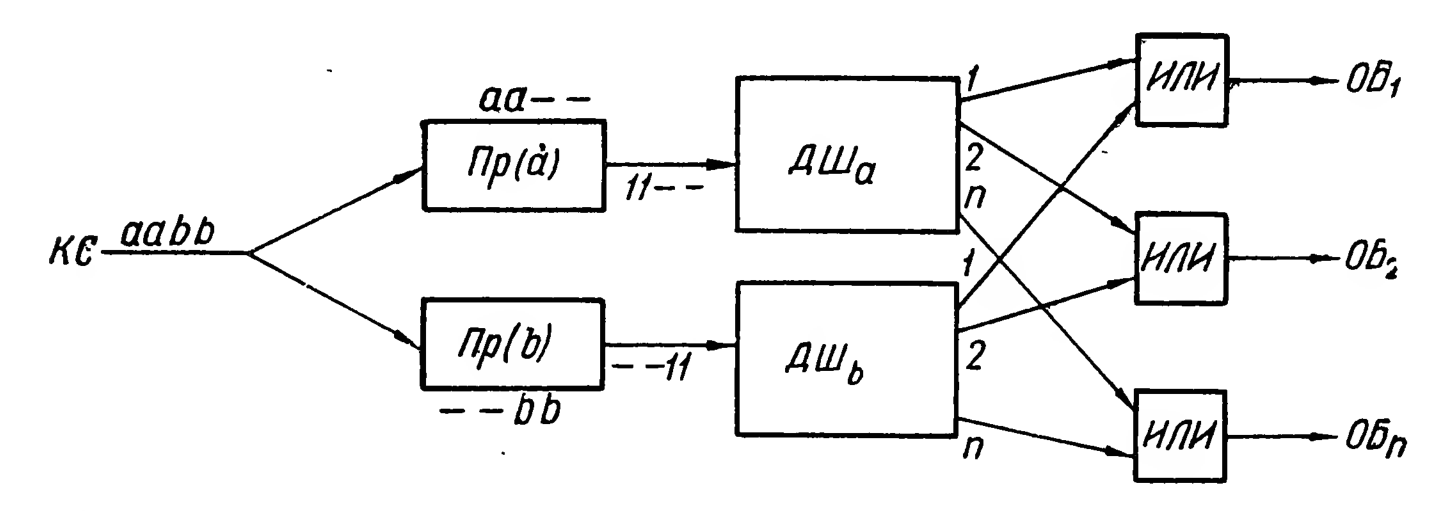


Рис. 45. Структурная схема, поясняющая принцип исправления единичных искажений при $d_к = 4$.

Для первой кодовой комбинации корректирующего кода 01001 имеются пять комбинаций: 01000, 01011, 01101, 00001, 11001, отличающихся от кодовой на одно единичное расстояние. Аналогично получается и для остальных кодовых комбинаций.

Единичные искажения кодовых комбинаций, отличающихся на три единичных расстояния, исправляются построением дешифраторов таким образом, чтобы объект управления выбирался при приеме как неискаженной комбинации, так и семейства кодовых комбинаций, отличающихся от данной на одно единичное расстояние. При $d_к = 4$ в соответствии с выражением (5-25) можно обнаружить двойные искажения и исправить единичные. Такое кодовое расстояние имеют двоичный нечетный комплектный код и код на одно сочетание с посылкой полной серии импульсов (табл. 11). В этом случае для обнаружения и исправления искажений кодовые комбинации принимаются двумя приемниками *Пр*(*a*) и *Пр*(*b*), реагирующими только на качество *a*

или *b* (рис. 45). Затем комбинации, дополняющие друг друга, с выхода приемников поступают на дешифраторы $ДШ_a$ и $ДШ_b$. Далее воздействия через схемы *ИЛИ* передаются на объекты управления *ОБ*. Если в результате единичного искажения, например, один из импульсов, имеющих качество *a* будет утерян, то на выходах дешифратора $ДШ_a$ управляющее напряжение не возникает. Однако воздействие на объект будет передано с одного из выходов дешифратора $ДШ_b$. Таким образом осуществляется исправление единичных искажений. При двойных искажениях (преобразование качества импульса) изменяется общее количество импульсов, имеющих качество *a* или *b*, что обнаруживается для кода на одно сочетание защитными схемами числового контроля, а для двоичного нечетного кода — схемами проверки на нечетность.

§ 5. ИЗБЫТОЧНОСТЬ КОДОВ

При увеличении кодового расстояния помехоустойчивость кодов возрастает. Однако соответственно увеличивается и их избыточность, которая определяется следующим образом:

$$r_к = 1 + \frac{\log M}{\log M_{max}}, \quad (5\text{-}31)$$

где M — количество комбинаций данного кода;

M_{max} — максимально возможное число комбинаций кода, по отношению к которому определяется избыточность.

В табл. 12 приведены расчетные формулы для определения избыточности и избыточность кодов при $n = 5$. Максимально возможное число комбинаций M_{max} определялось из выражений (5-14) и (5-15) для двоичного некомплектного кода на все сочетания.

Как видно из табл. 12 избыточность кодов на одно сочетание выше соответствующих (при равном $d_к$) двоичных кодов. Однако в технике телеуправления широко применяются коды на одно сочетание, так как они отличаются более высокой помехоустойчивостью при равном кодовом расстоянии. Например, в коде на одно сочетание с посылкой неполной серии импульсов обнаруживаются все

Таблица 12

Избыточность кодов

Код	Формула для определения избыточности	Избыточность при $n = 5$	Кодовое расстояние $d_к$
Двоичный нечетный некомплектный ($K = 1$)	$1 - \frac{n-1}{\log(2^n - 1)} \approx \frac{1}{n}$	0,20	2
Двоичный комплектный ($K = 2$)	$1 - \frac{n}{\log 2(2^n - 1)} \approx \frac{1}{n+1}$	0,17	2
На одно сочетание с посылкой неполной серии импульсов при $m = 2$ ($K = 1$)	$1 - \frac{\log C_n^2}{\log(2^n - 1)}$	0,33	2
Двоичный нечетный комплектный ($K = 2$)	$1 - \frac{n-1}{\log 2(2^n - 1)} \approx \frac{2}{n+1}$	0,33	4
На одно сочетание с посылкой полной серии импульсов при $m = 2$ ($K = 2$)	$1 - \frac{\log C_n^2}{\log 2(2^n - 1)}$	0,44	4

единичные искажения и искажения более высокого порядка, в результате которых величина m отличается от заданного значения, а в двоичном комплектном коде обнаруживаются только единичные искажения.

§ 6. ЧАСТОТНЫЕ И ВРЕМЕННЫЕ КОДЫ

В зависимости от метода разделения импульсов, посылаемых по одному каналу связи, различают частотные и временные коды.

Частотные коды образуются комбинированием импульсов, возникающих на различных частотных позициях, а *временные коды* — путем комбинирования импульсов, возникающих на различных временных позициях.

Для образования частотных и временных кодов применяются одинаковые методы. Эти коды могут быть представлены в одной таблице (табл. 13).

Таблица 13

Частотные и временные коды

Код	Количество используемых качеств	Количество комбинаций	
		частотного кода	временного кода
Комплектный на все сочетания	K	$K^{n_ч}$	$K^{n_в}$
Комплектный двоичный	2	$2^{n_ч}$	$2^{n_в}$
Некомплектный двоичный	1	$2^{n_ч}-1$	$2^{n_в}-1$
На одно сочетание с посылкой неполной серии импульсов	1 K	$C_{n_ч}^{m_ч}$ $K^{m_ч} C_{n_ч}^{m_ч}$	$C_{n_в}^{m_в}$ $K^{m_в} C_{n_в}^{m_в}$
На одно сочетание с посылкой полной серии импульсов	2 K	$C_{n_ч}^{m_ч}$ $(K-1)^{m_ч} C_{n_ч}^{m_ч}$	$C_{n_в}^{m_в}$ $(K-1)^{m_в} C_{n_в}^{m_в}$

Примечания: 1. $n_ч$ и $n_в$ — количество частотных и временных позиций.

2. m — количество импульсов в одной комбинации.

Комбинации частотного и временного двоичных некомплектных кодов при $n = 3$ и $K = 1$ приведены в табл. 14, где цифры указывают номер частотной или временной позиции.

Некомплектный двоичный частотный код (при $K = 1$) применяется при построении систем дискретного телеизмерения.

В табл. 15 приведены комбинации частотного и временного двоичных комплектных кодов при $n = 3$ и $K = 2$ (временные качественные признаки). Как видно из табл. 15, длительность кодовых комбинаций временного кода различна. Такие коды называются неравномерными и в телеуправлении не применяются. При кратковременных «обрывах» канала связи комбинации временного кода могут быть

Таблица 14

Комбинации временного и частотного двоичных некомплектных кодов при $n = 3$ и $K = 1$

№ по пор.	Символическая запись кода	Временной код	Частотный код
1	a_1 — —	1 2 3	1 2 3
2	— a_2 —	2	2
3	— — a_3	3	3
4	a_1a_2 —	1 2	1 2
5	a_1 — a_3	1 3	1 3
6	— a_2a_3	2 3	2 3
7	$a_1a_2a_3$	1 2 3	2 3

легко преобразованы, например, при укорочении третьего импульса комбинация 3 преобразуется в комбинацию 8, а комбинация 5 — в комбинацию 1 и т. п.

Комбинации частотного кода при укорочении могут преобразовываться в комбинацию 8, поэтому она должна исключаться. Преобразования других комбинаций менее вероятны чем для временного кода. Следовательно, помехоустойчивость частотного двоичного комплектного кода при использовании временных качеств более высокая, чем

Таблица 15

Комбинации временного и частотного двоичных комплектных кодов при $n = 3$ и $K = 2$

№ по пор.	Символическая запись кода	Временной код	Частотный код
1	*abb*	1 2 3	1 2 3
2	*bab*		
3	*bba*		
4	*aab*		
5	*aba*		
6	*baa*		
7	*aaa*		
8	*bbb*		

соответствующего временного кода. Однако рассматриваемый частотный код в телеуправлении не применяется, вследствие неоправданного усложнения аппаратуры (для фиксации временных качеств), а также понижения помехоустойчивости по сравнению с частотным кодом на одно сочетание.

Повышение помехоустойчивости временного двоичного комплектного кода может быть достигнуто за счет применения частотных качеств вместо временных. Тогда, например, комбинация 1 (табл. 15) будет иметь следующий вид: импульс с частотой заполнения f_1, пауза, импульс с частотой заполнения f_2, пауза, импульс с частотой заполнения f_2.

В табл. 16 и 17 приведены комбинации частотного и временного кодов на одно сочетание с посылкой неполной и полной серии импульсов. Временной код с посылкой неполной серии импульсов (табл. 16) может применяться только при независимом переключении распределителей, а временной код с посылкой полной серии импульсов

Таблица 16

Комбинации частотного и временного кодов на одно сочетание с посылкой неполной серии импульсов при $K = 1$, $n = 4$ и $m = 2$

№ по пор.	Символическая запись кода	Временной код	Частотный код
1	a_1a_2 — —	1 2 3 4	1 2 3 4
2	a_1 — a_3 —	1 3	1 3
3	a_1 — — a_4	1 4	1 4
4	— a_2a_3 —	2 3	2 3
5	— a_2 — a_4	2 4	2 4
6	— — a_3a_4	3 4	3 4

Комбинации частотного и временного кодов на одно сочетание с посылкой полной серии импульсов при $K = 2$, $n = 4$ и $m = 2$

№ по пор.	Символическая запись кода	Временной код	Частотный код
1	*aabb*		
2	*abab*		
3	*abba*		
4	*baab*		
5	*baba*		
6	*bbaa*		

(табл. 17) — также при пошаговом переключении распределителей.

Поскольку для временного кода количество импульсов в комбинации $m_в$ не ограничивается, то для получения максимального количества комбинаций применяют для четного $n_в$

$$m_в = \frac{n_в}{2},$$

а для нечетного $n_в$

$$m_в = \frac{n_в \pm 1}{2}.$$

Из частотных кодов наиболее помехоустойчивым и удобным для применения в устройствах телеуправления является частотный код на одно сочетание с посылкой неполной серии импульсов. Поскольку частотные импульсы, образующие комбинации этого кода, имеют одинаковую амплитуду и длительность (однородны), то эти параметры при передаче по каналу связи могут изменяться в широких пределах. При этом необходимо только, чтобы амплитуда импульсов оставалась больше тока срабатывания приемников, а длительность — больше времени срабатывания. Частотные коды на одно сочетание называются также многочастотными, так как для образования значительного числа комбинаций необходимо сравнительно большое количество частотных позиций. Это видно из рис. 46, где приведены кривые зависимости числа комбинаций частотного кода на одно сочетание с передачей неполной серии импульсов M от количества частотных позиций $n_ч$.

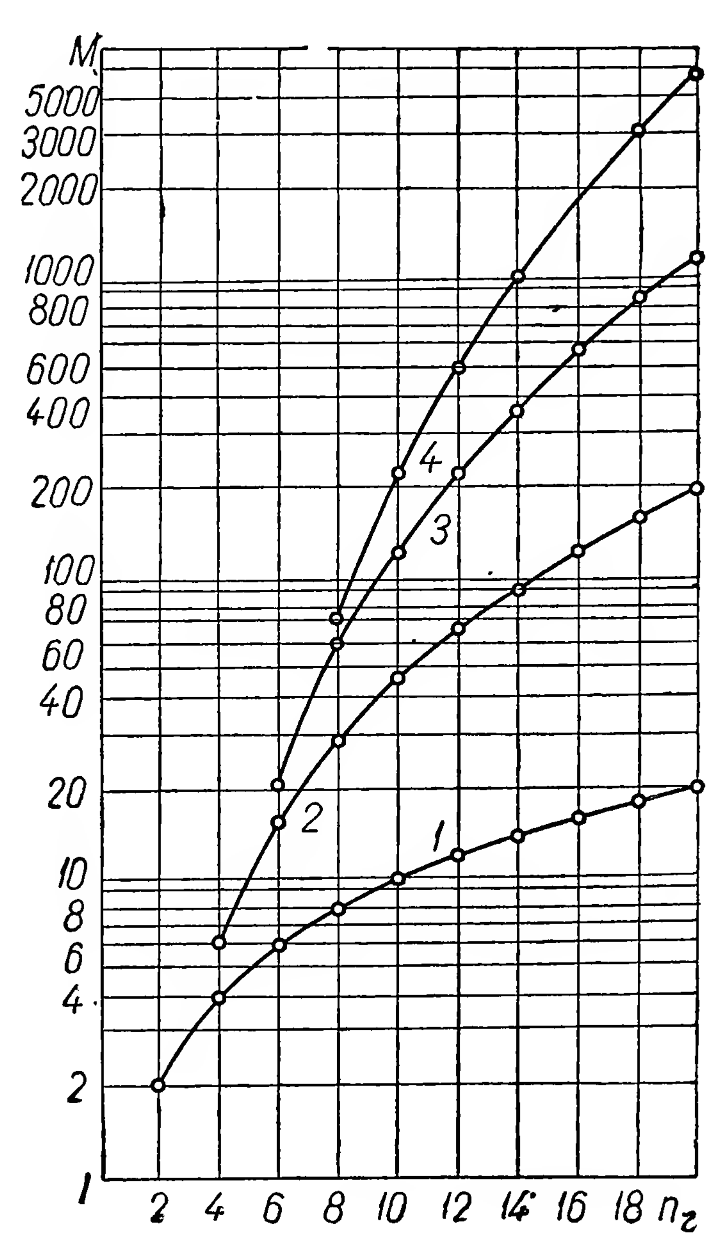


Рис. 46. Кривые зависимости числа комбинаций частотного кода на одно сочетание с передачей неполной серии импульсов M от количества частотных позиций $n_ч$:

1, 2, 3, 4—количество частотных импульсов в кодовых комбинациях $m_ч$.

При образовании частотных кодов на одно сочетание количество частотных импульсов $m_ч$, входящих в одну кодовую комбинацию, выбирается минимальным (обычно $m_ч = 2$). Это необходимо для уменьшения количества комбинационных частот, возникающих при прохождении многочастотных посылок через нелинейные элементы канала связи, а также для упрощения шифраторов и дешифраторов.

Увеличение количества комбинаций частотного кода путем применения качественных признаков (амплитудного или временного) не рационально, так как при этом снижается его помехоустойчивость.

§ 7. СМЕННОПОСЫЛОЧНЫЕ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫЕ КОДЫ

К комплектным частотно-временным кодам относятся коды, состоящие из постоянного числа $n_в$ многочастотных посылок, следующих последовательно во времени. Если многочастотные посылки разделяются между собой интервалами, то на комбинирование никакие дополнительные ограничения не накладываются. Для образования каждой посылки используются все комбинации частотных импульсов. Следовательно, общее количество элементов кода $C_{n_ч}^{m_ч}$, а число кодовых комбинаций для *частотно-временного кода на все сочетания*

$$M = (C_{n_ч}^{m_ч})^{n_в}. \qquad (5\text{-}32)$$

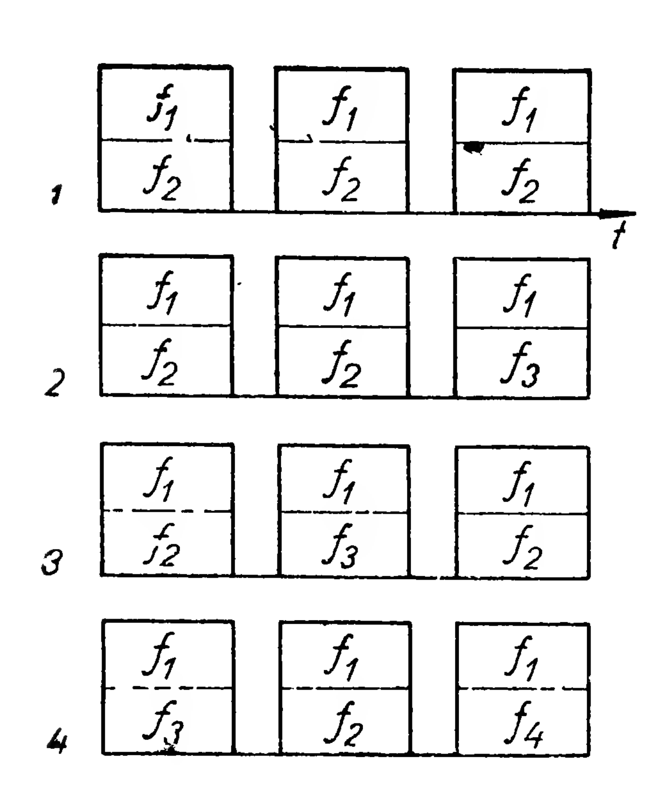


Рис. 47. Комбинации частотно-временного кода на все сочетания при $m_ч = 2$ и $n_в = 3$.

На рис. 47 приведено несколько комбинаций частотно-временного кода на все сочетания, при $n_ч = 4$, $m_ч = 2$ и $n_в = 3$. Общее число комбинаций

$$M = (C_4^2)^3 = \left(\frac{4 \cdot 3}{2}\right)^3 = 6^3 = 216.$$

Как видно из рис. 47 в комбинациях этого кода допускаются смежные посылки, состоящие из одинаковых частот. Поэтому отдельные посылки обязательно должны разделяться паузами, что снижает быстродействие, а для приема и передачи комбинаций кода необходимо применять синхронизированные и синфазированные распределители, что усложняет схемы передающих и приемных устройств. Однако при наложении на комбинирование дополнительных ограничений можно получить безынтервальные сменнопосылочные частотно-временные коды, для декодирования которых распределители не нужны, так как они обладают свойством самораспределения.

Несмотря на некоторое уменьшение количества используемых комбинаций по сравнению с частотно-временным

кодом на все сочетания, сменнопосылочные коды обеспечивают большую емкость устройства при сравнительно малом количестве используемых частотных позиций. Схемы шифраторов и дешифраторов сменнопосылочных кодов получаются сравнительно простые (особенно при числе посылок $n_в = 2$) и легко выполняются на бесконтактных элементах.

Сменнопосылочные коды разделяются на *основные*, *неприводимые* и *корректирующие*. Дальнейшим развитием являются *многоступенчатые сменнопосылочные коды*.

Основные сменнопосылочные коды. Имеется два основных сменнопосылочных кода: полный (полный на размещения, полный на сочетания) и неполный (неполный на размещения, неполный на сочетания).

При образовании *полного сменнопосылочного кода* используются комбинации, в которых смежные посылки отличаются не менее чем частотой одного импульса (рис. 48).

При образовании *неполного сменнопосылочного кода* используются только комбинации, в которых смежные посылки отличаются всеми образующими их частотами (рис. 49).

f_1	f_1	f_1
f_2	f_3	f_2

t

1	1	1
2	3	4

1	1	1
3	2	4

а

1	1	1
2	3	4

1	1	1
3	2	4

1	1	1
4	2	3

б

1	2	2
2	3	4

1	1	2
3	4	4

1	3	3
4	2	4

в

Рис. 48. Комбинации полных сменнопосылочных кодов при $m_ч = 2$ и $n_в = 3$:

а — полный сменнопосылочный код; *б* — на размещения; *в* — на сочетания.

Ближайшие кодовые комбинации полного и неполного сменнопосылочных кодов отличаются только одной частотой. Следовательно, у этих кодов $d_к = 2$, также как и у частотного кода на одно сочетание с посылкой неполной серии импульсов.

При наложении дополнительных ограничений на комбинирование получаются различные варианты основных сменнопосылочных кодов. При этом количество кодовых комбинаций сокращается, однако повышается помехоустойчивость кода или упрощается его декодирование.

Количество кодовых комбинаций для основных сменнопосылочных кодов определяется ниже.

Полный сменнопосылочный код. При одной многочастотной посылке ($n_в = 1$) количество кодовых комбинаций

$$M_1 = C_{n_ч}^{m_ч}.$$

Так как в сменнопосылочном коде смежные посылки не могут быть одинаковыми, то при двух посылках ($n_в = 2$) количество кодовых комбинаций будет равно числу размещений из $C_{n_ч}^{m_ч}$ элементов по два

$$M_2 = A^2_{C_{n_ч}^{m_ч}} = C_{n_ч}^{m_ч} (C_{n_ч}^{m_ч} - 1).$$

Если учитывать все комбинации, то при увеличении $n_в$ на единицу количество кодовых комбинаций увеличивается в $C_{n_ч}^{m_ч}$ раз. Но так как необходимо исключить M_2 кодовых комбинаций с одинаковыми соседними членами, то при $n_в = 3$

$$M_3 = M_2 C_{n_ч}^{m_ч} - M_2 = M_2 (C_{n_ч}^{m_ч} - 1) = C_{n_ч}^{m_ч} (C_{n_ч}^{m_ч} - 1)^2.$$

Аналогично находится количество кодовых комбинаций и при последующих значениях $n_в$.

В общем случае при $n_в$ посылках в полном сменнопосылочном коде число комбинаций

$$M = C_{n_ч}^{m_ч} (C_{n_ч}^{m_ч} - 1)^{n_в - 1}. \quad (5\text{-}33)$$

f_1	f_3	f_2
f_2	f_4	f_5

t

2	3	1
5	4	2

1	2	1
4	3	4

а

1	2	4
5	3	5

2	1	4
3	5	5

4	2	1
5	3	5

б

1	3	1
2	4	5

1	4	1
2	5	3

1	3	1
2	5	4

в

Рис. 49. Комбинации неполных сменнопосылочных кодов при $m_ч = 2$ и $n_в = 3$:

а — неполный сменнопосылочный код; *б* — на размещения; *в* — на сочетания.

На рис. 48, *а* приведены три комбинации этого кода при $n_ч = 4$, $m_ч = 2$ и $n_в = 3$. Общее количество комбинаций

$$M = C_4^2 (C_4^2 - 1)^{3-1} = 6 \cdot 5^2 = 150.$$

Как видно из рис. 48, *а* в комбинациях полного сменно-посылочного кода применяются также одинаковые посылки, однако они не могут быть смежными (первая комбинация). Кроме того, допускаются перестановки (вторая и третья комбинации).

Полный сменнопосылочный код на размещения. Количество кодовых комбинаций полного сменнопосылочного кода на размещения равно числу размещений из $C_{n_ч}^{m_ч}$ по $n_в$

$$M = A^{n_в}_{C_{n_ч}^{m_ч}} = C_{n_ч}^{m_ч} (C_{n_ч}^{m_ч} - 1) \ldots [C_{n_ч}^{m_ч} - (n_в - 1)]. \quad (5\text{-}34)$$

При $n_в = 2$ выражения (5-33) и (5-34) совпадают.

На рис. 48, *б* приведены три комбинации этого кода также при $n_ч = 4$, $m_ч = 2$ и $n_в = 3$. Общее число комбинаций

$$M = A^3_{C_4^2} = A_6^3 = 6 \cdot 5 \cdot 4 = 120.$$

Как видно из рис. 48, *б* в комбинациях полного сменно-посылочного кода на размещения одинаковые посылки отсутствуют и допускаются перестановки.

Максимальное количество комбинаций сменнопосылочного кода на размещения получается при $n_в = C_{n_ч}^{m_ч} - 1$.

Полный сменнопосылочный код на сочетания. Количество кодовых комбинаций этого кода равно числу сочетаний из $C_{n_ч}^{m_ч}$ по $n_в$

$$M = C^{n_в}_{C_{n_ч}^{m_в}} = \frac{1}{n_в!} C_{n_ч}^{m_ч} (C_{n_ч}^{m_ч} - 1) \ldots [C_{n_ч}^{m_ч} - (n_в - 1)]. \quad (5\text{-}35)$$

На рис. 48, *в* приведены три комбинации этого кода также при $n_ч = 4$, $m_ч = 2$ и $n_в = 3$. Общее число комбинаций

$$M = C^3_{C_4^2} = C_6^3 = \frac{6 \cdot 5 \cdot 4}{2 \cdot 3} = 20.$$

Следовательно, количество используемых комбинаций значительно сокращается по сравнению с кодом на размещения. Однако при $n_в = 2$ количество комбинаций сокращается только в два раза.

За основу построения сменнопосылочных кодов принимаются кодовые комбинации при $n_в = 2$.

Например, при $n_ч = 4$, $m_ч = 2$ и $n_в = 2$ для полного сменнопосылочного кода и кода на размещения

$$M = C_4^2 (C_4^2 - 1) = 6 \cdot 5 = 30,$$

а для кода на сочетания

$$M = C^2_{C_4^2} = C_6^2 = \frac{6 \cdot 5}{2} = 15.$$

Соответствующие кодовые комбинации приведены в табл. 18.

Таблица 18

Кодовые комбинации полного сменнопосылочного кода при $n_ч = 4$, $n_в = 2$ и $m_ч = 2$

Посылки						Примечания
I	II	I	II	I	II	
1—2	1—3	1—3	2—3	1—4	1—3	Кодовые комбинации на сочетания
1—2	1—4	1—3	2—4	1—4	2—4	
1—2	2—3	1—3	3—4	1—4	3—4	
1—2	2—4	1—3	1—2	1—4	1—2	
1—2	3—4	1—3	1—4	1—4	2—3	
2—3	1—4	2—4	1—2	3—4	1—2	Кодовые комбинации на сочетания
2—3	3—4	2—4	2—3	3—4	2—4	
2—3	1—2	2—4	1—3	3—4	1—3	
2—3	1—3	2—4	1—4	3—4	1—4	
2—3	2—4	2—4	3—4	3—4	2—3	

Примечание. В таблице указаны номера частот по порядку.

Неполный сменнопосылочный код (рис. 49). В каждой последующей посылке неполного сменнопосылочного кода, начиная со второй, используются только те частоты, которых нет в предыдущей, а поэтому количество кодовых комбинаций в ней равно

$$C_{n_ч - m_ч}^{m_ч}.$$

Следовательно, при $n_в = 2$ количество кодовых комбинаций

$$M_2 = C_{n_ч}^{m_ч} C_{n_ч - m_ч}^{m_ч},$$

а при $n_в$ посылках

$$M = C_{n_ч}^{m_ч} (C_{n_ч - m_ч}^{m_ч})^{n_в - 1}. \qquad (5\text{-}36)$$

В неполном сменнопосылочном коде число используемых частот должно быть больше, чем удвоенное количество частот в одной посылке, так как при $m_ч \geqslant n_ч - m_ч$ сочетания из $n_ч - m_ч$ по $m_ч$ не могут быть образованы. На рис. 49, *а* приведены три комбинации неполного сменнопосылочного кода при $n_ч = 5$, $m_ч = 2$ и $n_в = 3$.

Неполный сменнопосылочный код на размещения. В каждой последующей посылке этого кода, начиная с третьей, число кодовых комбинаций на одну меньше предыдущего, так как в ней не могут быть использованы частотные комбинации предыдущих посылок. Следовательно, при количестве посылок, равном $n_в$, количество кодовых комбинаций равно произведению $C_{n_ч}^{m_ч}$ на число размещений из $C_{n_ч - m_ч}^{m_ч}$ по $n_в - 1$

$$M = C_{n_ч}^{m_ч} A_{C_{n_ч - m_ч}^{m_ч}}^{n_в - 1} = C_{n_ч}^{m_ч} C_{n_ч - m_ч}^{m_ч} (C_{n_ч - m_ч}^{m_ч} - 1) \ldots [C_{n_ч - m_ч}^{m_ч} - (n_в - 2)]. \qquad (5\text{-}37)$$

При $n_в = 2$ выражения (5-36) и (5-37) совпадают. На рис. 49, *б* приведены три комбинации неполного сменнопосылочного кода на размещения.

Неполный сменнопосылочный код на сочетания. Аналогично предыдущему количество кодовых комбинаций этого кода при $n_в = 2$ равно произведению $C_{n_ч}^{m_ч}$ на число сочетаний из $C_{n_ч - m_ч}^{m_ч}$ по $n_в - 1$, дополнительно деленному на $n_в$, так как перестановки между двумя этими членами исключаются. При $n_в = 3$ количество кодовых комбинаций увеличивается еще в $l_п$ раз вследствие перестановок элементов второй и последующих посылок

$$M = \frac{l_п}{n_в} C_{n_ч}^{m_ч} C_{C_{n_ч - m_ч}^{m_ч}}^{n_в - 1} =$$

$$= \frac{l_п}{n_в!} C_{n_ч}^{m_ч} C_{n_ч - m_ч}^{m_ч} (C_{n_ч - m_ч}^{m_ч} - 1) \ldots [C_{n_ч - m_ч}^{m_ч} - (n_в - 2)]. \qquad (5\text{-}38)$$

На рис. 49, *в* приведены три комбинации неполного сменнопосылочного кода на сочетания. Эти комбинации получены за счет перестановок элементов второй и третьей посылок, так как в данном случае $l_п = 3$.

При $n_ч = 5$, $m_ч = 2$ и $n_в = 3$ для неполного сменнопосылочного кода

$$M = C_5^2 (C_{5-2}^2)^2 = 10 \cdot 3^2 = 90;$$

для кода на размещения

$$M = C_5^2 A^2_{C^2_{5-2}} = C_5^2 A_3^2 = 10 \cdot 3 \cdot 2 = 60;$$

для кода на сочетания

$$M = \frac{3}{3} C_5^2 C^2_{C^2_{5-2}} = C_5^2 C_3^2 = 10 \cdot 3 = 30,$$

так как при $n_в = 3$ и $m_ч = 2$ $l_п = 3$.

При $n_ч = 5$, $m_ч = 2$ и $n_в = 2$ для неполного сменнопосылочного кода и кода на размещения

$$M = C_5^2 C_{5-2}^2 = 10 \cdot 3 = 30,$$

а для кода на сочетания

$$M = \frac{1}{2} C_5^2 C^1_{C^2_{5-2}} = \frac{1}{2} C_5^2 C_3^1 = \frac{1}{2} \cdot 10 \cdot 3 = 15,$$

так как при $n_в = 2$ $l_п = 1$.

Соответствующие комбинации приведены в табл. 19.

Таблица 19

Кодовые комбинации неполного сменнопосылочного кода при $n_ч = 5$, $n_в = 2$ и $m_ч = 2$

Посылки										Примечание
I	II	I	II	I	II	I	II	I	II	
1—2	3—4	1—3	2—4	1—4	2—3	1—5	2—4	2—3	1—5	Кодовые комбинации на сочетания
1—2	3—5	1—3	4—5	1—4	2—5	1—5	3—4	2—3	4—5	
1—2	4—5	1—3	2—5	1—4	3—5	1—5	2—3	2—3	1—4	
2—4	3—5	2—5	1—3	3—4	2—5	3—5	1—4	4—5	1—2	Кодовые комбинации на сочетания
2—4	1—3	2—5	1—4	3—4	1—2	3—5	1—2	4—5	1—3	
2—4	1—5	2—5	3—4	3—4	1—5	3—5	2—4	4—5	2—3	

Неприводимые сменнопосылочные коды. В неприводимом коде конец любой из кодовых комбинаций не является началом другой. Поэтому отдельные кодовые комбинации этого кода при последовательной передаче паузами не разделяются. Это свойство неприводимого кода является очень ценным при последовательной передаче нескольких сигналов *ТС* (например, при опросе состояния всех объектов *ТС*) или приказов *ТУ* (например, при управлении кранами), а также при передаче цифровой информации, так как повышается быстродействие устройств и эффективность использования каналов связи.

Неприводимыми являются сменнопосылочные коды с групповым выбором. Комбинации этих кодов состоят из многочастотных посылок, из которых $n_в = 1$ посылок используются для выбора группы, а одна посылка служит для выбора соответствующего объекта в группе последней ступени.

Полный сменнопосылочный код с групповым выбором. Количество комбинаций полного сменнопосылочного кода с групповым выбором

$$M = \left(\frac{C_{n_ч}^{m_ч}}{n_в}\right)^{n_в}. \quad (5\text{-}39)$$

При $n_в = 2$ код состоит из двух многочастотных посылок, первая из которых служит для выбора группы, а вторая — объектов в группе. Поскольку для выбора группы и объектов используются различные комбинации, то максимальное число приказов при двухступенчатом групповом выборе для полного сменнопосылочного кода определяется из выражения

$$M = \left(\frac{C_{n_ч}^{m_ч}}{2}\right)^2.$$

Если $C_{n_ч}^{m_ч}$ — нечетное число, то в первой ступени одну комбинацию исключают, а во второй — добавляют, тогда

$$M = \left(\frac{C_{n_ч}^{m_ч} - 1}{2}\right)\left(\frac{C_{n_ч}^{m_ч} + 1}{2}\right).$$

При использовании группового выбора количество комбинаций сокращается. В табл. 20 приведены комбинации

Таблица 20

Кодовые комбинации полного сменнопосылочного кода с групповым выбором при $n_в = 2$, $n_ч = 6$ и $m_ч = 2$

№ по пор.	Комбинации	№ по пор.	Комбинации	№ по пор.	Комбинации	№ по пор.	Комбинации	№ по пор.	Комбинации
1	1—2, 2—5	12	1—3, 3—5	23	1—4, 4—6	34	1—6, 2—6	45	2—3, 3—6
2	1—2, 2—6	13	1—3, 3—6	24	1—4, 5—6	35	1—6, 3—4	46	2—3, 4—5
3	1—2, 3—4	14	1—3, 4—5	25	1—5, 2—5	36	1—6, 3—5	47	2—3, 4—6
4	1—2, 3—5	15	1—3, 4—6	26	1—5, 2—6	37	1—6, 3—6	48	2—3, 5—6
5	1—2, 3—6	16	1—3, 5—6	27	1—5, 3—4	38	1—6, 4—5	49	2—4, 2—5
6	1—2, 4—5	17	1—4, 2—5	28	1—5, 3—5	39	1—6, 4—6	50	2—4, 2—6
7	1—2, 4—6	18	1—4, 2—6	29	1—5, 3—6	40	1—6, 5—6	51	2—4, 3—4
8	1—2, 5—6	19	1—4, 3—4	30	1—5, 4—5	41	2—3, 2—5	52	2—4, 3—5
9	1—3, 2—5	20	1—4, 3—5	31	1—5, 4—6	42	2—3, 2—6	53	2—4, 3—6
10	1—3, 2—6	21	1—4, 3—6	32	1—5, 5—6	43	2—3, 3—4	54	2—4, 4—5
11	1—3, 3—4	22	1—4, 4—5	33	1—6, 2—5	44	2—3, 3—5	55	2—4, 4—6
								56	2—4, 5—6

полного сменнопосылочного кода при двухступенчатом выборе ($n_в = 2$) в случае $n_ч = 6$ и $m_ч = 2$. Всего комбинаций

$$M = \left(\frac{C_6^2 - 1}{2}\right)\left(\frac{C_6^2 + 1}{2}\right) = 7 \cdot 8 = 56,$$

в то время как для полного сменнопосылочного кода на сочетания

$$M = C^2_{C_6^2} = C_{15}^2 = \frac{15 \cdot 14}{2} = 105.$$

Неполный сменнопосылочный код с групповым выбором. В комбинациях неполного сменнопосылочного кода смежные посылки отличаются всеми частотами. Это свойство сохраняется и при групповом выборе. Количество комбинаций неполного сменнопосылочного кода с групповым выбором при $n_в = 2$ и $m_ч = 2$

$$M = (n_ч - 1)\, C^{m_ч}_{n_ч - m_ч}. \qquad (5\text{-}40)$$

Например, при $n_ч = 6$ и $m_ч = 2$

$$M = (6 - 1)\, C^2_{6-2} = 5C_4^2 = 5\,\frac{4 \cdot 3}{2} = 30.$$

Эти комбинации приведены в табл. 21.

Таблица 21

Кодовые комбинации неполного сменнопосылочного кода с групповым выбором при $n_в = 2$, $n_ч = 6$ и $m_ч = 2$

№ по пор.	Комбинации	№ по пор.	Комбинации	№ по пор.	Комбинации
1	1—2, 3—4	11	1—3, 4—6	21	1—5, 2—6
2	1—2, 3—5	12	1—3, 5—6	22	1—5, 3—4
3	1—2, 3—6	13	1—4, 2—3	23	1—5, 3—6
4	1—2, 4—5	14	1—4, 2—5	24	1—5, 4—6
5	1—2, 4—6	15	1—4, 2—6	25	1—6, 2—3
6	1—2, 5—6	16	1—4, 3—5	26	1—6, 2—4
7	1—3, 2—4	17	1—4, 3—6	27	1—6, 2—5
8	1—3, 2—5	18	1—4, 5—6	28	1—6, 3—4
9	1—3, 2—6	19	1—5, 2—3	29	1—6, 3—5
10	1—3, 4—5	20	1—5, 2—4	30	1—6, 4—5

Корректирующие сменнопосылочные коды. При образовании полных и неполных сменнопосылочных кодов используются также кодовые комбинации, отличающиеся между собой только одной частотой (кодовое расстояние $d_к = 2$). Поэтому добавление в динамическом режиме работы устройства телеуправления одной частоты за счет помех может образоваться ложная комбинация. Если в схеме дешифратора применена числовая защита, то ложная комбинация принята не будет. Однако при достаточно продолжительной помехе в результате действия числовой защиты одновременно будет потерян и полезный сигнал. Вероятность подавления сигнала возрастает при увеличении относительного уровня помех.

f_1	f_3
f_2	f_4

$\rightarrow t$

1	5
2	6

1	7
2	8

3	5
4	6

3	7
4	8

5	7
6	8

а

f_1	f_1	f_2
f_2	f_3	f_3

$\rightarrow t$

1	2	1
2	3	3

1	1	2
3	2	3

1	2	1
3	3	2

2	1	1
3	2	3

2	1	1
3	3	2

б

Рис. 50. Комбинации корректирующих сменнопосылочных кодов:

а — сокращенного сменнопосылочного кода при $n_ч = 8$, $m_ч = 2$ и $n_в = 2$; *б* — комбинации сменнопосылочного кода на перестановки при $n_ч = 3$ и $m_ч = 2$.

В том случае, когда уровень помех может значительно превосходить уровень полезного сигнала, могут применяться корректирующие сменнопосылочные коды, у которых $d_к \geqslant 4$. Эти коды отличаются более высокой динамической помехоустойчивостью, так как, например, при $d_к = 4$ добавление за счет помех к любой посылке, входящей в кодовую комбинацию, одной частоты, совпадающей с любой из принятых рабочих частот, не искажает комбинации. Следовательно, числовая защита в этом случае будет срабатывать при добавлении за счет помех не менее двух рабочих частот, что маловероятно.

К корректирующим сменнопосылочным кодам относятся сокращенный сменнопосылочный код и сменнопосылочный код на перестановки.

С о к р а щ е н н ы й   с м е н н о п о с ы л о ч н ы й   к о д. В комбинациях сокращенного сменнопосылочного кода смежные посылки отличаются всеми образующими

их частотами, а ближайшие кодовые комбинации — $m_ч$ частотами (рис. 50). Следовательно, у этого кода $d_к = 2m_ч$.

Количество комбинаций сокращенного сменнопосылочного кода получается из соответствующих выражений для полного сменнопосылочного кода при замене величины $C_{n_ч}^{m_ч}$ на $\frac{n_ч}{m_ч}$, которая определяет количество различных посылок. Следовательно, количество комбинаций сокращенного сменнопосылочного кода

$$M = \frac{n_ч}{m_ч}\left(\frac{n_ч}{m_ч} - 1\right)^{n_в-1}. \qquad (5\text{-}41)$$

Соответственно для кодов на размещения и сочетания:

$$M = A_{\frac{n_ч}{m_ч}}^{n_в}; \qquad (5\text{-}42)$$

$$M = C_{\frac{n_ч}{m_ч}}^{n_в}. \qquad (5\text{-}43)$$

Для кодов на сочетания максимальное количество комбинаций получается при

$$n_в = \frac{1}{2} \cdot \frac{n_ч}{m_ч}.$$

Для сокращенного сменнопосылочного кода при двухступенчатом групповом выборе ($n_в = 2$)

$$M = \left(\frac{n_ч}{2m_ч}\right)^2, \qquad (5\text{-}44)$$

где $n_ч$ и $m_ч$ выбираются таким образом, чтобы частное было четным числом.

Следует учитывать, что количество комбинаций сокращенных сменнопосылочных кодов значительно уменьшается по сравнению с полными и неполными сменнопосылочными кодами. Например, при $n_ч = 8$, $m_ч = 2$ и $n_в = 2$ количество комбинаций сокращенного сменнопосылочного кода на сочетания

$$M = C_{\frac{8}{2}}^2 = C_4^2 = \frac{4 \cdot 3}{2} = 6.$$

Эти комбинации приведены на рис. 50, *а*. Ближайшие комбинации отличаются двумя частотами, т. е. $d_к = 4$.

Для аналогичных полного и неполного сменнопосылочных кодов, соответственно

$$M = C^2_{C^2_8} = C^2_{28} = \frac{28 \cdot 27}{2} = 378;$$

$$M = \frac{1}{2} C^2_8 C^1_{C^2_{8-2}} = \frac{1}{2} 28 \cdot 15 = 210.$$

С м е н н о п о с ы л о ч н ы й   к о д   н а   п е р е с т а н о в к и. Количество комбинаций сменнопосылочного кода на перестановки

$$M = P_{C^{m_ч}_{n_ч}} = C^{m_ч}_{n_ч}!, \qquad (5\text{-}45)$$

причем

$$n_в = C^{m_ч}_{n_ч}.$$

Этот код имеет кодовое расстояние $d_к = 4$. На рис. 50, *б* приведены комбинации этого кода при $n_ч = 3$ и $m_ч = 2$, так как

$$n_в = C^2_3 = \frac{3 \cdot 2}{2} = 3,$$

то $M = 3 \cdot 2 = 6$.
Следовательно, сменнопосылочный код на перестановки более эффективен, чем сокращенный сменнопосылочный код.

Многоступенчатые сменнопосылочные коды. Увеличение максимального количества комбинаций одноступенчатых сменнопосылочных кодов можно получить только за счет соответствующего увеличения числа используемых частотных позиций $n_ч$. Например, при $n_ч = 4$ максимальное количество комбинаций сменнопосылочного кода на сочетания

$$M = C^{n_в}_{C^{m_ч}_{n_ч}} = C^3_{C^2_4} = C^3_6 = 20,$$

где

$$m_ч = \frac{n_ч}{2} \text{ и } n_в = \frac{1}{2} C^{m_ч}_{n_ч}.$$

Большее количество комбинаций не может быть получено за счет увеличения $m_ч$ или $n_в$ и, следовательно, необходимо увеличить $n_ч$. Однако при этом потребуется увеличение полосы частот, занимаемых в канале связи, что

может являться нежелательным. Вместе с тем некоторое снижение быстродействия часто является допустимым. В этом случае могут найти применение сложные многоступенчатые коды, которые образуются из нескольких комбинаций соответствующего сменнопосылочного кода, посылаемых последовательно и комбинируемых по определенному закону. При этом закон комбинирования основных комбинаций может быть любой.

Для *комплектных двухступенчатых сменнопосылочных кодов на все сочетания* количество возможных комбинаций определяется из выражения

$$M = (M_{сп})^{n_к}, \qquad (5\text{-}46)$$

где $M_{сп}$ — количество используемых комбинаций соответствующего полного или неполного сменнопосылочного кода;

$n_к$ — количество комбинаций сменнопосылочного кода, посылаемых последовательно.

Следовательно, для полного сменнопосылочного кода на сочетания

$$M = \left(C^{n_в}_{C^{m_ч}_{n_ч}}\right)^{n_к} \qquad (5\text{-}47)$$

Например, при $n_ч = 4$, $m_ч = 2$, $n_в = 3$ и $n_к = 2$ имеем

$$M = \left(C^3_{C^2_4}\right)^2 = \left(C^3_6\right)^2 = \left(\frac{6 \cdot 5 \cdot 4}{2 \cdot 3}\right)^2 = 20^2 = 400.$$

Как видно из приведенного примера количество комбинаций увеличивается весьма значительно. Однако длина кодовых комбинаций увеличивается в два раза и соответственно снижается быстродействие устройств телеуправления. Кодовые комбинации при $n_в = n_к = 2$ имеют следующий вид: f_1f_2, f_1f_3 — f_1f_2, f_1f_3 и f_1f_2, f_3f_4 — f_1f_3, f_2f_4.

При использовании сменнопосылочных кодов на сочетания основные комбинации могут не разделяться паузами, так как путем соответствующей перестановки можно исключить совпадение частот в конце и начале основных комбинаций. Если же используются сменнопосылочные коды других типов, то основные комбинации двухступенчатых кодов разделяются паузами.

Практический интерес представляют многоступенчатые сменнопосылочные коды, комбинации которых фиксируются

без применения распределителей. Эти коды разделяются на четыре основных варианта:

1. На сочетания. Кодовые комбинации этого кода образуются путем комбинирования основных комбинаций сменнопосылочного кода на сочетания по правилу сочетаний. Количество кодовых комбинаций этого кода определяется из следующего выражения:

$$M = C^{n_к}_{M_{сп\ (на\ соч.)}}, \quad (5\text{-}48)$$

где $M_{сп\ (на\ соч.)}$ — количество комбинаций сменнопосылочного кода на сочетания.

2. На сочетания, а затем на размещения (на сочетания — размещения). Кодовые комбинации этого кода образуются путем комбинирования основных комбинаций сменнопосылочного кода на сочетания по правилу размещений.

Количество кодовых комбинаций

$$M = A^{n_к}_{M_{сп\ (на\ соч.)}}. \quad (5\text{-}49)$$

3. На размещения, а затем на сочетания (на размещения — сочетания). Кодовые комбинации этого кода образуются путем комбинирования основных комбинаций сменнопосылочного кода на размещения по правилу сочетаний.

Количество кодовых комбинаций

$$M = C^{n_к}_{M_{сп\ (на\ разм.)}}, \quad (5\text{-}50)$$

где $M_{сп\ (на\ разм.)}$ — количество комбинаций сменнопосылочного кода на размещения.

4. На размещения. Кодовые комбинации этого кода образуются путем комбинирования основных комбинаций сменнопосылочного кода на размещения по правилу размещений.

Количество кодовых комбинаций

$$M = A^{n_к}_{M_{сп\ (на\ разм.)}}. \quad (5\text{-}51)$$

Наибольшее количество комбинаций при равных $n_ч$, $m_ч$, $n_в$ и $n_к$ дает сложный сменнопосылочный код на размещения, а наименьшее — код на сочетания. Однако код на

сочетания наиболее просто фиксируется. Дешифратор этого кода представляет собой ряд диодных матриц типа C_n^m, включенных последовательно таким образом, что выходы предыдущих матриц через узлы запоминания включаются на входы последующих матриц. Количество диодных матриц не зависит от величин $n_в$ и $n_к$ и равно трем.

При высоком уровне помех в канале связи особенно перспективно применение двухступенчатых кодов с использованием в качестве основных комбинаций сокращенных сменнопосылочных кодов, так как и в данном случае при сравнительно небольшом количестве частотных позиций число комбинаций получается значительным.

Например, для двухступенчатого кода на сочетания, при $n_ч = 10$, $m_ч = n_в = 2$ и при $n_к = 2$

$$M = C^{n_к}_{C^{n_в}_{n_ч/m_ч}} = C^2_{C^2_{\frac{10}{2}}} = C^2_{10} = \frac{10 \cdot 9}{2} = 45,$$

при $n_к = 3$ и $n_к = 4$, соответственно $M = 120$ и $M = 210$.

При использовании частотных и сменнопосылочных кодов емкость устройства телеуправления может меняться без изменений количества частотных позиций $n_ч$ и, следовательно, занимаемой полосы частот.

Если задаться минимальным значением для $n_ч = 4$, то при использовании частотного кода на одно сочетание максимальная емкость устройства

$$M = C^{m_ч}_{n_ч} = C^2_4 = \frac{4 \cdot 3}{2} = 6.$$

Для фиксации этого кода требуется одна диодная матрица.

При переходе к сменнопосылочному коду на сочетания емкость увеличивается до 20, а число диодных матриц — до 2. При переходе к двухступенчатому сменнопосылочному коду на сочетания емкость может быть увеличена при $n_к = 2$ до

$$M = C^2_{C^3_{C^2_4}} = C^2_{20} = \frac{20 \cdot 19}{2} = 190,$$

а при $n_к = 4$ до 4845.

Для фиксации этого кода необходимо добавить в дешифраторе еще одну диодную матрицу. Следовательно, при

минимальном числе частотных позиций без изменения частотных узлов системы можно получить любую емкость устройства телеуправления, что значительно упрощает серийное их изготовление.

Возможно дальнейшее развитие кодов данного типа, у которых роль основных комбинаций выполняют комбинации сложных сменнопосылочных кодов. При этом количество комбинаций значительно возрастает. Например, для трехступенчатого сменнопосылочного кода на сочетания

$$M = C^{n_{\text{к (с)}}}_{C^{n_{\text{к}}}_{M_{\text{сп (на соч.)}}}}, \qquad (5\text{-}52)$$

где $n_{\text{к (с)}}$ — количество комбинаций двухступенчатого сменнопосылочного кода, входящих в комбинацию и посылаемых последовательно.

Для фиксации этого кода необходимо четыре диодных матрицы в дешифраторе.

Рассмотренные многоступенчатые сменнопосылочные коды могут применяться, прежде всего, в том случае, когда полоса частот в канале связи ограничена.

Количество посылок, входящих в комбинацию многоступенчатого сменнопосылочного кода равно произведению $n_{\text{в}}$ на $n_{\text{к}}$, следовательно, при переходе к многоступенчатым сменнопосылочным кодам занимаемая полоса частот сокращается за счет увеличения времени передачи. Кроме того, поскольку уменьшается количество используемых частот, то при этом понижаются требования к добротности и стабильности приемников частотных сигналов.

§ 8. СМЕННОКАЧЕСТВЕННЫЕ ВРЕМЕННЫЕ КОДЫ

В последнее время в устройствах телеуправления широко применяются сменнокачественные временные коды. Отличительной особенностью этих кодов является то, что передаваемые последовательно импульсы кодовой комбинации не разделяются паузами. Для этого необходимо, чтобы смежные импульсы кодовой комбинации имели различные качественные признаки. Следовательно, необходима смена качеств соседних импульсов, откуда и название — сменнокачественный код.

При использовании сменнокачественных кодов за счет исключения пауз между импульсами повышается быстродействие и помехоустойчивость устройств. Имеется значительное количество вариантов построения сменнокачественных кодов, которые, в основном, применяются при использовании частотных качеств, так как для этих кодов $K \geqslant 3$.

Сменнокачественный двоичный код. Сменнокачественный двоичный код можно получить при $K = 3$. Для этого используется три частотных качества f_1, f_2 и f_3. Причем единицы передаются на частоте f_1, нули — на частоте f_2, а частота f_3 передается, если единицы или нули повторяются (следуют друг за другом). Например, кодовая комбинация 0001 передается следующим образом: f_2, f_3, f_2, f_1, а комбинация 1110 — f_1, f_3, f_1, f_2. Следовательно, частота f_3 обозначает — повторить предыдущий знак. Количество комбинаций сменнокачественного двоичного кода

$$M = (K - 1)^{n_в}, \qquad (5\text{-}53)$$

что при $K = 3$ равно количеству комбинаций двоичного комплектного кода.

Сменнокачественный код на одно сочетание при $K = 3$ и $n_в > K$. Построение этого кода подобно сменнокачественному двоичному коду. Например, комбинация *aabb* (см. табл. 17) будет передаваться f_1, f_3, f_2, f_3. Количество комбинаций при этом не изменится.

Несколько вариантов сменнокачественных кодов образуется из сменнопосылочных при $m_ч = 1$ и замене $n_ч$ на K. Для построения этих кодов также необходимо, чтобы $K \geqslant 3$.

Полный сменнокачественный код. Количество комбинаций полного сменнокачественного кода определяется из выражения (5-33)

$$M = K(K - 1)^{n_в - 1}. \qquad (5\text{-}54)$$

Для полного сменнокачественного кода обычно принимается $n_в > K$.

Например, при $K = 3$ и $n_в = 4$ имеем

$$M = 3(3 - 1)^{4-1} = 3 \cdot 2^3 = 24.$$

Минимальное значение $n_в$, при котором код еще может быть построен, $n_в = 3$. При этом

$$M = 3(3 - 1)^{3-1} = 3 \cdot 2^2 = 12.$$

Несколько комбинаций этого кода приведены на рис. 51, *а*. Характерным является использование также комбинаций, в которых одинаковые частотные импульсы повторяются.

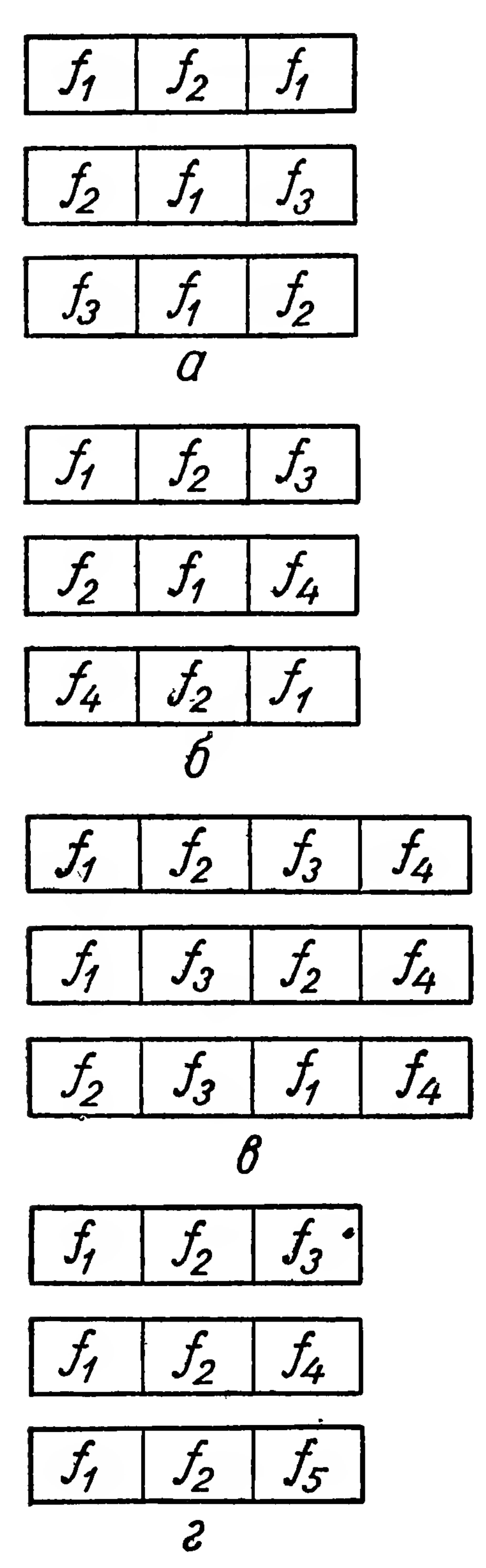


Рис. 51. Комбинации сменнокачественных кодов:

а — полный сменнокачественный; *б* — на размещения; *в* — на перестановки; *г* — на сочетания.

Сменнокачественный код на размещения. Количество комбинаций сменнокачественного кода на размещения из уравнения (5-34)

$$M = A_K^{n_в}. \qquad (5\text{-}55)$$

Код может быть образован при $K > n_в$. Максимальное количество комбинаций сменнокачественного кода на размещения получается при $n_в = K - 1$.

Например, при $K = 4$ и $n_в = 4 - 1 = 3$

$$M = A_K^{K-1} = A_4^3 = 4 \cdot 3 \cdot 2 = 24.$$

Несколько комбинаций этого кода приведены на рис. 51, *б*. Наиболее широко применяется сменнокачественный код на размещения при $n_в = 2$ вследствие сравнительной простоты образования и декодирования. Следует отметить, что при $n_в = 2$ полный сменнокачественный код и сменнокачественный код на размещения совпадают.

Сменнокачественный код на перестановки. Количество комбинаций сменнокачественного кода на перестановки

$$M = A_K^K = P_K = K! \qquad (5\text{-}56)$$

Количество комбинаций сменнокачественного кода на перестановки не превышает максимального количества сменнокачественного кода на размещения, так как

$$A_K^{K-1} = A_K^K.$$

Например, при $K = 4$ для кода на перестановки

$$M = P_K = K! = 4! = 4 \cdot 3 \cdot 2 = 24$$

то же, что и для кода на размещения при $K = 4$ и $n_в = 3$. Несколько комбинаций сменнокачественного кода на перестановки приведено на рис. 51, *в*.

Сменнокачественный код на перестановки имеет более высокую помехоустойчивость, так как сменнокачественный код на размещения имеет кодовое расстояние равное $d_к = 2$, а у сменнокачественного кода на перестановки $d_к = 4$. Единичные искажения комбинации сменнокачественного кода на перестановки могут быть исправлены, а двойные — обнаружены. Следовательно, сменнокачественный код на перестановки относится к корректирующим кодам.

Сменнокачественный код на сочетания при $K > n_в$. Количество комбинаций сменнокачественного кода на сочетания при $K > n_в$ из уравнения (5-35)

$$M = C_K^{n_в}. \qquad (5\text{-}57)$$

Максимальное количество комбинаций получается при $n_в = \frac{K}{2}$ для K четного и $n_в = \frac{K \pm 1}{2}$ для K нечетного.

Несколько комбинаций сменнокачественного кода на сочетания при $n_в = 3$ и $K = 5$ приведено на рис. 51, *г*.

Сменнокачественный код с групповым выбором. Количество комбинаций сменнокачественного кода с групповым выбором

$$M = \left(\frac{K}{2}\right)^2, \qquad (5\text{-}58)$$

при K — четном и

$$M = \left(\frac{K-1}{2}\right)\left(\frac{K+1}{2}\right) \qquad (5\text{-}59)$$

при K — нечетном.

Например, при $K = 6$

$$M = \left(\frac{6}{2}\right)^2 = 9,$$

это комбинации

1 — 4	2 — 4	3 — 4
1 — 5	2 — 5	3 — 5
1 — 6	2 — 6	3 — 6,

где цифры 1, 2, ..., 6 соответствуют частотам f_1, f_2, ... f_6.

Сменнокачественный код с групповым выбором, также как и соответствующий сменнопосылочный, обладает свойством

неприводимости. Следовательно, кодовые комбинации сменнокачественного кода с групповым выбором могут посылаться последовательно без разделительных пауз (например, 1—4, 1—5 или 1—6, 3—4).

Сменнокачественные коды, так же как и сменнопосылочные, обладают свойством самораспределения и поэтому декодируются без распределителей, причем наиболее просто декодируются сменнокачественный код на сочетания и с групповым выбором. Однако эти коды дают значительно меньшее количество комбинаций, чем полный сменнокачественный код и сменнокачественный код на размещения.

Например, при $K = 6$ и $n_в = 3$ количество комбинаций полного сменнокачественного кода из (5-54) равно

$$M = 6\,(6 - 1)^{3-1} = 6 \cdot 5^2 = 150,$$

на размещения из (5-55)

$$M = A_6^3 = 6 \cdot 5 \cdot 4 = 120,$$

а на сочетания из (5-57)

$$M = C_6^3 = \frac{6 \cdot 5 \cdot 4}{2 \cdot 3} = 20.$$

Наибольшее применение получил сменнокачественный код на размещения при $n_в = 2$.

Двухступенчатые сменнокачественные коды. При использовании сменнокачественного кода на сочетания увеличение количества комбинаций сверх определенной величины, при которой

$$n_в = \frac{K}{2},$$

может быть получено только за счет увеличения количества импульсных признаков K.

Максимальное количество комбинаций сменнокачественного кода на размещения получается при

$$n_в = K - 1.$$

Однако, при

$$n_в > 2$$

схема шифратора и дешифратора значительно усложняется, а также увеличивается удельный расход диодов. Поэтому сменнокачественный код на размещения практически при-

меняется только при $n_в = 2$. Следовательно, увеличение количества комбинаций этого кода также практически возможно только за счет увеличения K.

При переходе к двухступенчатым сменнокачественным кодам количество комбинаций может быть значительно увеличено без возрастания K.

В соответствии с предыдущим можно образовать следующие основные варианты двухступенчатых сменнокачественных кодов.

1. На сочетания.
2. На сочетания, а затем на размещения.
3. На размещения, а затем на сочетания.
4. На размещения.

Количество комбинаций этих кодов соответственно:

$$M = C^{n_к}_{C^{n_в}_K}; \qquad (5\text{-}60)$$

$$M = A^{n_к}_{C^{n_в}_K}; \qquad (5\text{-}61)$$

$$M = C^{n_к}_{A^{n_в}_K}; \qquad (5\text{-}62)$$

$$M = A^{n_к}_{A^{n_в}_K}. \qquad (5\text{-}63)$$

Наибольшее количество комбинаций образуется в последнем варианте, однако наиболее просто фиксируется код на сочетания (1 вариант). Количество комбинаций кода на сочетания при малом числе K также может быть значительным. Например, при $K = 5$, $n_в = 2$ и $n_к = 3$ $M = 120$, а при $n_к = 4$ $M = 210$.

Двухступенчатый сменнокачественный код на размещения имеет смысл применять при $n_в = n_к = 2$, так как фиксация кода в этом случае значительно упрощается, а количество комбинаций получается вполне достаточным. Например, при $K = 5$

$$M = A^2_{A^2_5} = A^2_{20} = 20 \cdot 19 = 380,$$

причем длина кодовой комбинации получается в два раза меньше, чем для кода на сочетания (при $n_к = 4$).

В некоторых случаях может применяться *двухступенчатый сменнокачественный код с групповым выбором*, количество комбинаций которого

$$M = \left(\frac{C_K^{n_в}}{2}\right)^2 \qquad (5\text{-}64)$$

при $C_K^{n_в}$ четном и

$$M = \frac{(C_K^{n_в} - 1)}{2} \cdot \frac{(C_K^{n_в} + 1)}{2} \qquad (5\text{-}65)$$

при $C_K^{n_в}$ нечетном.

Например, при $K = 4$ и $n_в = 2$ из (5-64)

$$M = \left(\frac{C_4^2}{2}\right)^2 = 9.$$

Это комбинации

1 — 2,3 — 2	1 — 3,2 — 3	1 — 4,2 — 3
1 — 2,4 — 2	1 — 3,4 — 2	1 — 4,2 — 4
1 — 2,3 — 4	1 — 3,4 — 3	1 — 4,3 — 4,

где цифры 1, 2, 3 и 4 соответствуют частотам f_1, f_2, f_3 и f_4.

Двухступенчатый сменнокачественный код с групповым выбором, как и соответствующий сменнопосылочный код, обладает свойством неприводимости, так как все кодовые комбинации начинаются с частоты f_1, которой нет в конце комбинации. Следовательно, комбинации двухступенчатого сменнокачественного кода с групповым выбором могут посылаться друг за другом без разделительных пауз.

§ 9. ЭФФЕКТИВНОСТЬ МЕТОДОВ ИЗБИРАНИЯ И КОДООБРАЗОВАНИЯ

Метод избирания и кодообразования тем более эффективен, чем большее количество двоичных единиц информации может быть образовано в заданной полосе частот и времени использования канала связи. Следовательно, эффективность методов избирания и кодообразо-

вания может быть оценена по коэффициенту использования частотных и временных позиций

$$R_{ч.\,в} = \frac{\log M}{n_ч n_в}, \qquad (5\text{-}66)$$

(log в выражении (5-66) и далее — двоичный логарифм).

Формула (5-66) соответствует выражению (2-19) для относительной скорости передачи информации.

Эффективность частотного и распределительного методов избирания. Эффективность частотного метода определяется из выражения (5-66) при $n_в = 1$, а распределительного метода — при $n_ч = K$, так как сравнение имеет смысл производить при использовании частотных качеств, при которых обеспечивается примерно равная помехоустойчивость. Кроме того, при распределительном методе избирания учитываются также паузы между импульсами, длительность которых принята равной длительности импульсов. Соответствующие расчетные формулы приведены в табл. 22. В этой же таблице приведены значения для коэффициентов использования частотных и временных позиций при заданных $n_ч$ или K и $n_в$. Из табл. 22 видно, что эффективность частот-

Таблица 22

Эффективность частотного и распределительного методов избирания

Метод избирания	Формула для $R_{ч.\,в}$	K или $n_ч$	$n_в$	$R_{ч.\,в}$	M
Частотный	$\frac{\log n_ч}{n_ч}$	4 10 16	— — —	0,50 0,33 0,25	4 10 16
Частотный (с отдельным выбором позиции)	$\frac{\log 2(n_ч - 2)}{n_ч}$	4 10 18	— — —	0,50 0,40 0,28	4 16 32
Распределительный	$\frac{\log n_в}{K(2n_в - 1)}$	2	4 10 16	0,14 0,09 0,06	4 10 16
Распределительный (с отдельным выбором позиции)	$\frac{\log 2(n_в - 2)}{K(2n_в - 1)}$	2	4 10 18	0,14 0,10 0,07	4 16 32

ного и распределительного методов избирания уменьшается по мере увеличения числа сигналов M, причем эффективность частного метода избирания значительно выше распределительного. Следует также учитывать, что при независимом переключении распределителей эффективность распределительного метода еще более снижается за счет наличия синфазирующих импульсов.

Эффективность комбинационных методов избирания. Эффективность комбинационных методов избирания при большом M значительно выше частотного и, особенно, распределительного методов избирания. Однако эффективность комбинационных методов избирания в сильной степени зависит от принятого метода кодообразования.

Общее выражение (5-66) для $R_{ч.\,в}$ применимо непосредственно к сменнопосылочным частотно-временным кодам.

Для частотных кодов при $K = 1$ и $n_в = 1$

$$R_{ч.\,в} = \frac{\log M}{n_ч}. \tag{5-67}$$

Для частотно-временного кода на все сочетания с учетом пауз между посылками

$$R_{ч.\,в} = \frac{\log M}{n_ч (2n_в - 1)}. \tag{5-68}$$

Для временных кодов при $K \geqslant 2$ и также с учетом пауз между импульсами

$$R_{ч.\,в} = \frac{\log M}{K (2n_в - 1)}, \tag{5-69}$$

где K — количество используемых частотных качеств, соответствующее величине $n_ч$ для частотных и частотно-временных кодов.

Для безынтервальных сменнокачественных временных кодов

$$R_{ч.\,в} = \frac{\log M}{K n_в}. \tag{5-70}$$

Соответствующие расчетные формулы при передаче одиночных кодовых комбинаций приведены в табл. 23. В этой таблице также даны значения для $R_{ч.\,в}$ при различных $n_ч$ или K и $n_в$. Из табл. 23 видно, что наибольшей эффективностью отличаются частотный код на сочетания и сменнопосылочный на размещения. Из временных кодов наибольшей эффективностью отличается сменнокачественный код на размещения. Наиболее перспективны безынтервальные

Таблица 23

Эффективность кодов при передаче одиночных кодовых комбинаций

Код	Формула для $R_{ч.в}$	K или $n_ч$	$n_в$	$R_{ч.в}$	M
Временной на все сочетания (комплектный)	$\frac{\log K^{n_в}}{K(2n_в-1)} = \frac{n_в \log K}{K(2n_в-1)}$	3 4	3 3	0,32 0,30	27 64
Временной двоичный (комплектный)	$\frac{\log 2^{n_в}}{K(2n_в-1)} = \frac{n_в}{K(2n_в-1)}$	2 2 2	3 5 6	0,30 0,28 0,27	8 32 64
Временной на одно сочетание с посылкой полной серии импульсов при $m_в = 3$	$\frac{\log C_{n_в}^{m_в}}{K(2n_в-1)}$	2 2	6 7	0,20 0,20	20 35
Сменнокачественный двоичный код	$\frac{\log 2^{n_в}}{Kn_в} = \frac{1}{K}$	3	—	0,33	—
Сменнокачественный на сочетания при $n_в > K$ и $m_в = 3$	$\frac{\log C_{n_в}^{m_в}}{Kn_в}$	3 3	6 7	0,24 0,24	20 35
Сменнокачественный на сочетания при $K > n_в$	$\frac{\log C_K^{n_в}}{Kn_в}$	8 8	2 3	0,30 0,24	28 56
Сменнокачественный на размещения	$\frac{\log A_K^{n_в}}{Kn_в}$	5 6 6	2 2 3	0,43 0,41 0,38	20 30 120
Сменнокачественный на перестановки	$\frac{\log P_K}{K^2}$	4	4	0,29	24

Код	Формула для $R_{ч.\,в}$	K или $n_ч$	$n_в$	$R_{ч.\,в}$	M
Сменнокачественный двухступенчатый на сочетания при $n_к = 2$	$\frac{\log C^{n_к}_{C^{n_в}_K}}{K n_в n_к}$	4 5	2 2	0,24 0,27	15 45
Частотный на одно сочетание с посылкой неполной серии импульсов при $m_ч = 3$	$\frac{\log C^{m_ч}_{n_ч}}{n_ч}$	5 6	1 1	0,66 0,72	10 20
Частотно-временной на все сочетания при $m_ч = 2$	$\frac{n_в \log C^{m_ч}_{n_ч}}{n_ч (2n_в - 1)}$	4	2	0,43	36
Сменнопосылочный на размещения при $m_ч = 2$	$\frac{\log A^{n_в}_{C^{m_ч}_{n_ч}}}{n_в n_ч}$	4 5	2 2	0,61 0,66	30 90
Сменнопосылочный на сочетания при $m_ч = 2$	$\frac{\log C^{n_в}_{C^{m_ч}_{n_ч}}}{n_в n_ч}$	4 5	2 2	0,49 0,55	15 45
Сменнопосылочный двухступенчатый на сочетания при $n_к = 2$ и $m_ч = 2$	$\frac{\log C^{n_к}_{C^{n_в}_{C^{m_ч}_{n_ч}}}}{n_ч n_в n_к}$	4	2	0,42	105

коды, так как более высокая их эффективность, они проще образуются и фиксируются и имеют более высокую помехоустойчивость. Известно, что прием ложных импульсов более вероятен в течение паузы, когда на вход приемника поступают только помехи из канала связи.

Следует отметить, что сравнительно невысокая эффективность сменнокачественного кода на перестановки оправды-

вается тем, что этот код имеет кодовое расстояние равное четырем и, следовательно, относится к корректирующим кодам. К этим кодам относятся также временной код на одно сочетание с посылкой полной серии импульсов. Однако сменнокачественный код на перестановки обладает более высокой эффективностью, а помехоустойчивость его выше, вследствие отсутствия пауз между импульсами.

В некоторых случаях необходимо передавать кодовые комбинации последовательно во времени, например, при передаче сигналов положения нескольких объектов, при телеуправлении кранами, а также при передаче цифровой информации.

Кодовые комбинации неприводимых кодов можно передавать последовательно без разделительных пауз, а для остальных кодов необходимы паузы. Соответствующие расчетные формулы приведены в табл. 24. В этой таблице также даны значения для $R_{ч.\,в}$ при различных $n_ч$ или K и $n_в$, которые выбраны с таким расчетом, чтобы мало отличалось число сигналов M.

Из табл. 24 видно, что наибольшей эффективностью при последовательной передаче кодовых комбинаций отличается неприводимый сменнопосылочный код с групповым выбором. Эффективность этого кода в 1,4 раза выше временного

Таблица 24

Эффективность кодов при последовательной передаче кодовых комбинаций

Код	Формула для $R_{ч.\,в}$	K или $n_ч$	$n_в$	$R_{ч.\,в}$	M
Временной двоичный	$\frac{\log 2^{n_в}}{K \cdot 2n_в} = \frac{1}{2K}$	2	5	0,25	32
Сменнокачественный двоичный код	$\frac{n_в}{K(n_в + 1)}$	3	5	0,28	32
Временной двоичный старт-стопный	$\frac{n_в}{K(n_в + 2{,}5)}$	2	5	0,33	32
Сменнокачественный на размещения	$\frac{\log A_K^{n_в}}{K(n_в + 1)}$	6	2	0,27	30

Код	Формула для $R_{ч.\,в}$	K или $n_ч$	$n_в$	$R_{ч.\,в}$	M
Сменнокачественный с групповым выбором	$\frac{\log(K-1)(K+1)-2}{Kn_в}$	11	2	0,22	30
Двухступенчатый сменнокачественный с групповым выбором	$\frac{\log C_K^{n_в}-1}{Kn_в}$	5	2	0,23	25
Частотный на одно сочетание	$\frac{\log C_{n_ч}^{m_ч}}{n_ч(n_в+1)}$	8	1	0,30	28
Сменнопосылочный на размещения	$\frac{\log A^{n_в}_{C_{n_ч}^{m_ч}}}{n_ч(n_в+1)}$	4	2	0,41	30
Сменнопосылочный с групповым выбором	$\frac{2(\log C_{n_ч}^{m_ч}-1)}{n_в n_ч}$	5	2	0,46	25

Примечание. При расчетах принято $m_ч = 2$.

двоичного старт-стопного кода, применяемого в телеграфной аппаратуре. Эффективность сменнопосылочного кода на размещения также выше старт-стопного кода. Однако комбинации сменнопосылочного кода на размещения должны разделяться паузами. Следовательно, этот код при последовательной передаче кодовых комбинаций обладает более низкой помехоустойчивостью, чем сменнопосылочный с групповым выбором. Кроме того, образование и фиксация кода на размещения сложнее.

Эффективность неприводимых сменнокачественных кодов с групповым выбором значительно ниже (в 1,4 раза ниже старт-стопного и в 2 раза ниже сменнопосылочного с групповым выбором).

Глава шестая

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

§ 1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Системы передачи информации состоят из передающей и приемной аппаратуры и канала связи, по которому передается полезный сигнал. В канале связи всегда имеются помехи, которые могут подавать или исказить сигнал или образовать ложный сигнал. Поэтому при разработке систем передачи информации принимаются специальные меры для повышения их помехоустойчивости. Особенно это важно для систем телеуправления.

Помехоустойчивостью телеуправления называется свойство устройств *ТУ—ТС* сохранять свою работоспособность при наличии помех в канале связи. Более помехоустойчивые устройства *ТУ—ТС* обеспечивают нормальное прохождение команд управления и сигнализации при более высоком относительном уровне помех, который равен отношению мощности сигнала к средней мощности помех.

Помехоустойчивость устройств *ТУ—ТС* в значительной степени зависит от принятого метода построения сигнала. Кроме того, она зависит от помехоустойчивости приемников и эффективности применяемых защит.

При анализе помехоустойчивости устройств *ТУ—ТС* различают помехоустойчивость устройства в режиме ожидания команды (статическая) и в момент приема команды (динамическая). Статическая помехоустойчивость устройства *ТУ—ТС* оценивается средним числом ложных команд, образуемых из помех за единицу времени, а динамическая — средним числом ложных команд, образуемых из переданных за единицу времени, а также средним количеством команд, подавленных помехами.

При построении систем *ТУ—ТС* первостепенной задачей является обеспечение их высокой статической помехоустойчивости, так как практически не существует защит, отличающих действительный сигнал от сигнала, образованного из помех.

Основным методом повышения статической помехоустойчивости сигналов является их усложнение, обусловливающее переход от простых одноимпульсных сигналов к сложным многоимпульсным кодам. По мере усложнения кодов возрастают и их комбинационные возможности, что является также весьма существенным при построении систем *ТУ—ТС*.

Динамическая помехоустойчивость повышается при уменьшении количества импульсов в сигнале, так как при этом увеличивается мощность отдельных импульсов и, следовательно, уменьшается вероятность их искажения. Однако, уменьшение количества импульсов в сигнале снижает емкость устройств *ТУ—ТС*. Поэтому требуемый уровень динамической помехоустойчивости устройств *ТУ—ТС* обеспечивается за счет использования кодов с обнаружением и исправлением искажений и применением защит, повторения сигнала или использования каналов обратной связи.

При анализе помехоустойчивости аппаратуры *ТУ—ТС* и аппаратуры связи подход должен быть разный, так как аппаратура связи и *ТУ—ТС* предназначены для различных целей и их режим работы не одинаковый. Аппаратура связи нормально находится в непрерывной работе (динамический режим), выполняя передачу информации, а в перерывах между работой может быть выключена. Следовательно, в данном случае образование ложной информации из помех, при свободном от передачи канале связи, практически исключается. Поэтому статическая помехоустойчивость для этих систем не имеет практического значения.

Совершенно в другом режиме работают устройства *ТУ—ТС*, которые, как правило, длительное время находятся в режиме ожидания команды или сигнала (статический режим работы) и только кратковременно переходят в динамический режим работы при передаче сигнала или команды. Следовательно, статическая помехоустойчивость таких устройств должна быть предельно высокой.

§ 2. ПОМЕХИ В КАНАЛАХ СВЯЗИ

Помехой называется стороннее возмущение, действующее в системе передачи сообщений и препятствующее правильному приему сигналов [50]. Источники помех могут находиться как вне, так и внутри системы передачи. Наибольшую опасность представляют внешние помехи, возникающие в каналах связи: импульсные, флуктуационные и помехи синусоидального типа.

К *импульсным помехам* относят помехи, при воздействии которых на выходе приемного устройства отсутствует наложение переходных процессов. В общем случае импульсные помехи представляют последовательность импульсов произвольной формы со случайными амплитудой, длительностью и моментом появления.

К *флуктуационным помехам* относят помехи, при воздействии которых переходные процессы на выходе приемного устройства накладываются в большом количестве. Характерной особенностью флуктуационных помех является почти полное отсутствие выбросов, превышающих средний уровень более чем в 3—4 раза.

Поскольку длительность переходного процесса обратно пропорциональна ширине полосы пропускания приемника, одни и те же помехи могут быть импульсными в широкополосных системах и флуктуационными — в узкополосных. Следовательно, при использовании узкополосных приемников, например в частотных устройствах телеуправления, помехи в основном носят флуктуационный характер.

Мощность флуктуационных помех изменяется пропорционально полосе, а *импульсных* — квадрату полосы пропускания (для напряжений $\sqrt{\Delta f}$ и Δf). Вследствие этого уровень помех всегда относится к определенной полосе частот (в технике связи помехи относят к полосе частот 5 *кгц*).

Если известна удельная мощность флуктуационных помех $W_п$ (на 1 *гц* полосы пропускания приемника), то мощность помех на выходе приемника равна $W_п \Delta f_{пр}$ (где $\Delta f_{пр}$ — полоса пропускания приемника). Мощность помех в заданной полосе $\Delta f_{пр}$ можно измерить прибором с детектором, имеющим квадратичную характеристику, а затем рассчитать на 1 *гц* полосы.

Помехи в каналах связи по их происхождению разделяют на индустриальные и атмосферные. *Индустриальные*

помехи создаются при включениях электродвигателей, участков электросети, электросварочных аппаратов, а также от электро- и автотранспорта. *Атмосферные помехи* обусловлены в основном грозовыми разрядами.

В проводных каналах воздушных линий связи помехи появляются от наводок линий высокого напряжения, мощных радиостанций и электрических установок.

Минимальный уровень помех в кабельных линиях, не соединенных с воздушной сетью, —7—8 *неп* в полосе частот 5 *кгц*. Значительно более высокий уровень помех в каналах телемеханики по высоковольтным линиям электропередачи. На линиях напряжением 35 и 110 *кв* средний уровень помех в полосе шириной 5 *кгц* составляет — 4,5 *неп*, а на линиях напряжением 220 *кв* — около — 2,5 *неп*. В дождливую погоду уровень помех повышается на 1,5—2 *неп*.

Помехи в воздушных распределительных сетях напряжением 10/0,2 *кв* имеют преимущественно индустриальный характер. Высокий уровень помех создается при включении мощных электродвигателей, в 20—50 раз превышающий уровень помех при установившемся режиме. Во время разгона двигателя создается последовательность импульсов с частотой 100 *гц*.

Уровень помех в сети напряжением 380 *в* резко возрастает (в 20—30 раз) при работе сварочных аппаратов. Амплитуда отдельных выбросов индустриальных помех в этих цепях (в диапазоне 30—50 *кгц*) достигает долей вольта (—1—2 *неп*). Уровень помех в диапазоне 10—30 *кгц* может достигать еще большей величины, так как с ростом частоты интенсивность помех снижается. До частоты 10 *гц* высокий уровень помех обусловлен нечетными гармоническими составляющими промышленной частоты 50 *гц*.

Уровень помех в силовых кабельных линиях значительно ниже, чем в воздушных распределительных сетях.

Уровень внешних помех в радиоканалах в сильной степени зависит от используемой длины волны. Причем с уменьшением длины волны уровень внешних помех также уменьшается. В диапазоне УКВ уровень помех на выходе определяется не внешними помехами, а собственными шумами приемника, которые имеют флуктуационный характер.

§ 3. ФЛУКТУАЦИОННАЯ ПОМЕХА И ЕЕ ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Флуктуационная помеха представляет собой случайный процесс, который подчиняется законам теории вероятностей *. Отдельно взятая реализация флуктуационного процесса представляет собой некоторую конкретную функцию времени. Однако случайный флуктуационный процесс определяется всей совокупностью (ансамблем) возможных реализаций (рис. 52).

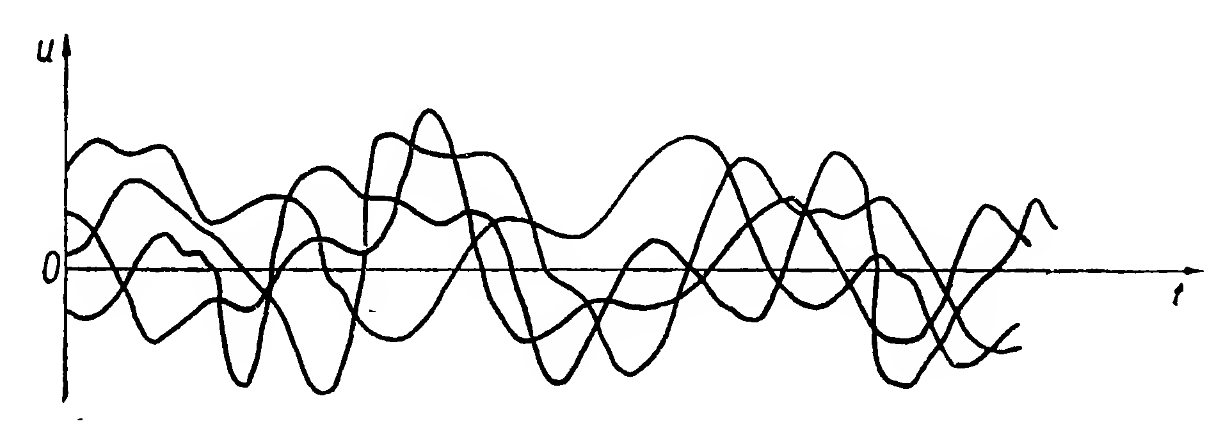


Рис. 52. Ансамбль реализаций флуктуационного процесса.

Совокупность возможных случайных значений, взятых в один какой-либо момент времени t, образует непрерывную случайную величину. Основными характеристиками случайной величины являются среднее взвешенное значение (математическое ожидание) и дисперсия.

Математическое ожидание непрерывной случайной величины x

$$\bar{x}^{**} = \int_{-\infty}^{+\infty} xp(x)\,dx, \tag{6-1}$$

где $p(x)$ — плотность вероятности случайной величины x.

Дисперсия представляет собой средний квадрат возможных отклонений случайной величины от среднего значения и, следовательно, характеризует собой степень рассеяния отдельных значений случайной величины относительно среднего значения

$$\sigma^2 = \overline{(x-\bar{x})^2} = \int_{-\infty}^{+\infty} (x-\bar{x})^2\,p(x)\,dx. \tag{6-2}$$

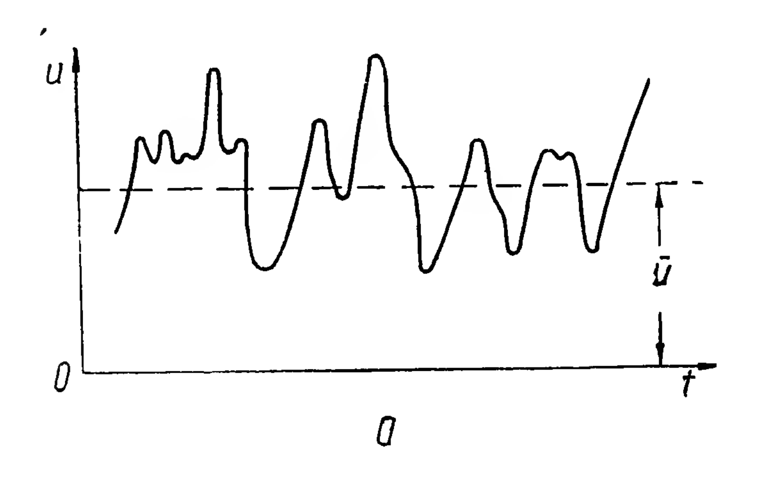
---

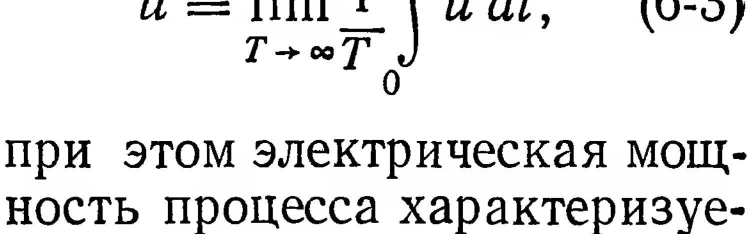
* Слово «флуктуировать» означает беспорядочно колебаться, отклоняться от некоторого среднего значения.

** $\bar{x}$ — в теории вероятностей обозначает среднее значение.

Дисперсия и среднее значение в общем случае представляют собой функции времени и с течением процесса могут изменяться. Однако для стационарного случайного процесса законы распределения вероятностей (любого порядка) и соответственно все другие вероятностные характеристики не зависят от начала отсчета времени (дисперсия и среднее значение стационарного процесса одинаковы для всех моментов времени).*

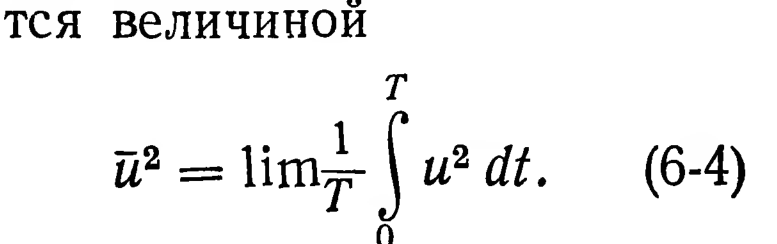
Усреднение мгновенных значений случайного процесса может производиться по времени. Если рассматриваются возможные мгновенные значения напряжения флуктуационной помехи u, то при усреднении по времени получаем ее постоянную составляющую





$$\bar{u} = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u\, dt, \qquad (6\text{-}3)$$

при этом электрическая мощность процесса характеризуется величиной



$$\overline{u^2} = \lim \frac{1}{T} \int_0^T u^2\, dt. \qquad (6\text{-}4)$$

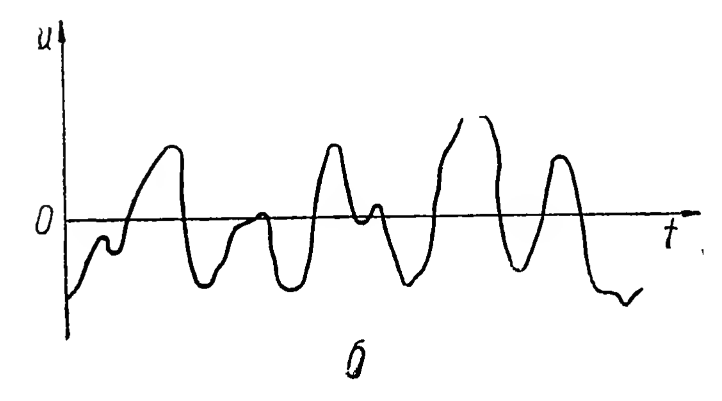


Рис. 53. Флуктуационный процесс:

а — с постоянной составляющей; *б* — без постоянной составляющей.

Примеры реализации флуктуационного процесса с постоянной составляющей и без нее приведены на рис. 53 *а*, *б*.

Мешающее действие помехи обычно определяется мощностью переменной составляющей процесса. Средний квадрат только переменной составляющей напряжения

$$\overline{u^2_{\sim}} = \lim \frac{1}{T} \int_0^T (u - \bar{u})^2\, dt. \qquad (6\text{-}5)$$

Эта величина равна квадрату эффективного значения переменной составляющей флуктуационного напряжения, характеризует мощность переменной составляющей и численно

* В дальнейшем рассматриваются только стационарные флуктуационные процессы.

может быть принята равной дисперсии случайного процесса (полагая, что помеха действует на сопротивлении 1 *ом*)

$$U^2_{эф} = \sigma^2. \qquad (6-6)$$

Следует отметить, что выражения (6-3), (6-4) и (6-5) не могут использоваться как расчетные, так как u не может быть задано как функция времени, поскольку процесс случайный.

Флуктуационная помеха с нормальным законом распределения. При аналитических исследованиях обычно считают, что флуктуационная помеха в каналах связи имеет нормальное распределение амплитуд, так как представляет собой наложение большого числа хаотических независимых импульсов.

Плотность вероятности для случайной величины, подчиняющейся нормальному закону распределения, определяется выражением

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}}, \qquad (6-7)$$

а при среднем значении $\bar{x} = 0$

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}. \qquad (6-8)$$

Для процесса в виде электрического напряжения без постоянной составляющей

$$p(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}U_{эф}} e^{-\frac{u^2}{2U^2_{эф}}}. \qquad (6-9)$$

График функции (6-9) при двух значениях $U_{эф1}$, $U_{эф2}$ показан на рис. 54, *а*. Величина $U_{эф}$ сказывается на ширине кривой, а площадь, заключенная между кривой и осью абсцисс, остается неизменной *. На рис. 54, *б* приведена одна реализация флуктуационного напряжения без постоянной составляющей и график функции $p(u)$, расположенный

* В теории вероятностей доказывается, что площадь, заключенная между кривой плотности вероятности и осью абсцисс, не зависит от закона распределения и всегда равна

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(x)\,dx = 1.$$

таким образом, что значения переменного u у обоих графиков откладываются по одной координатной оси.

Если принять уровень отсчета u_1, то плотность вероятности для этого уровня определится значением $p(u_1)$, большим, чем для уровня u_2, где плотность вероятности равна $p(u_2)$. Это означает, что вероятность того, что флуктуацион-

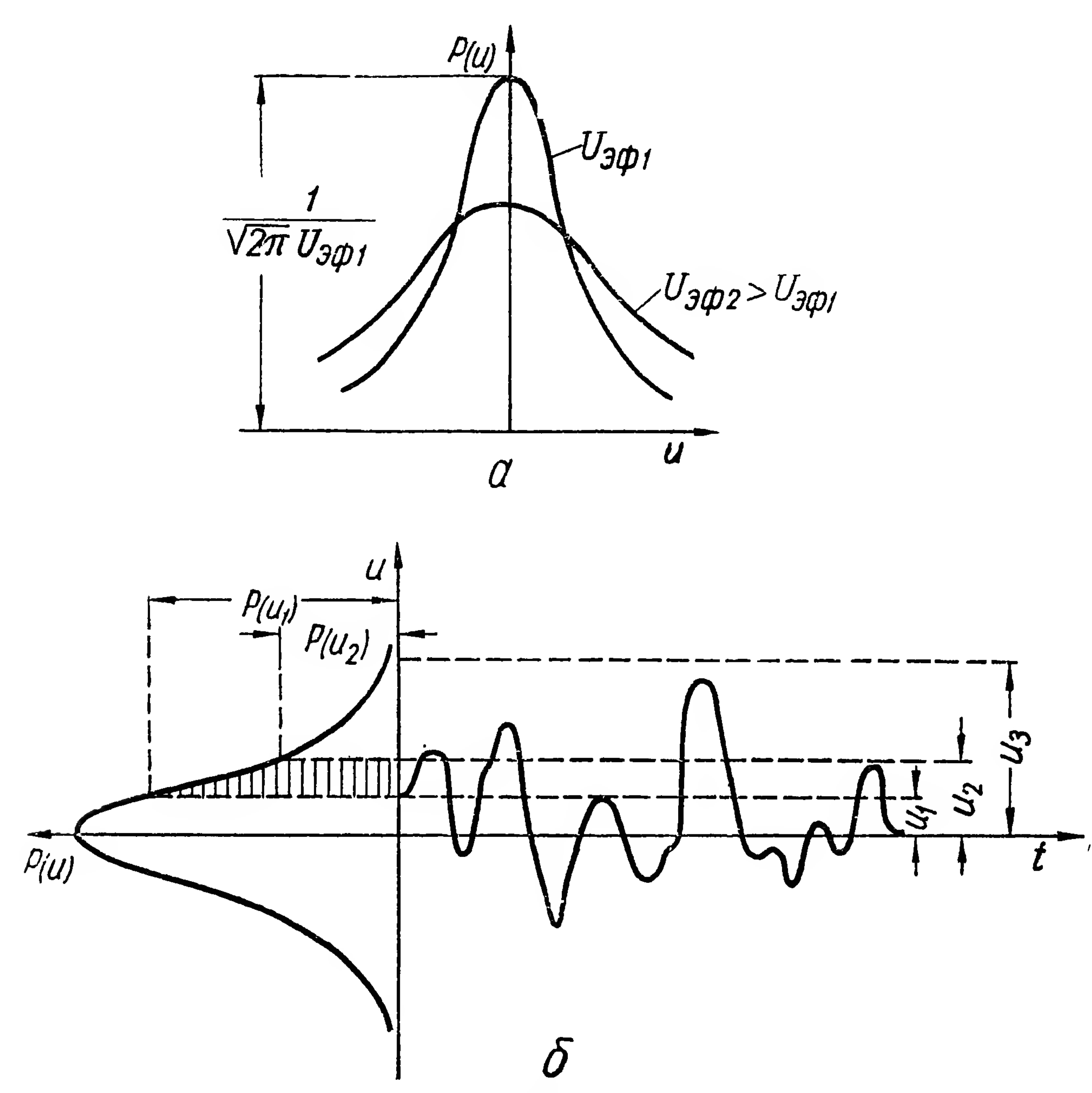


Рис. 54. Кривые нормального закона распределения вероятностей:

а — для двух значений $U_{эф}$; *б* — совмещенная с флуктуационным процессом.

ное напряжение в некоторый момент t примет значение, лежащее в окрестности u_2, меньше, чем для уровня u_1. Под окрестностью понимается некоторая небольшая область возможных значений u, прилегающая к данному уровню и одинаковая для всех уровней отсчета. Если принять уровень отсчета еще на большем удалении от нуля (например, u_3), то вероятность того, что напряжение помехи в какой-либо момент времени t окажется в окрестности этой точки, будет значительно ниже, чем для уровня u_1. Следовательно, чем больше плотность вероятности и соответ-

ственно вероятность попадания напряжения помехи в окрестности точки, расположенной на определенном уровне, тем чаще напряжение помехи в процессе флуктуаций принимает соответствующее значение и тем, следовательно, большее время в среднем оно будет находиться в окрестности этого уровня.

Вероятность превышения напряжением флуктуационной помехи заданного уровня. Для определения помехоустойчивости приемников по отношению к флуктуационным помехам необходимо определить вероятность того, что помеха в какой-либо момент времени превысит определенный пороговый уровень $U_{пор}$. Из теории вероятности известно, что для этой цели необходимо проинтегрировать функцию $p(u)$ в пределах от $U_{пор}$ до бесконечности

$$p(u > U_{пор}) = \int\limits_{U_{пор}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}U_{эф}} e^{-\frac{u^2}{2U_{эф}^2}} du. \qquad (6\text{-}10)$$

Численное значение вероятности $p(u > U_{пор})$ равно площади, заключенной между кривой плотности вероятности и осью абсцисс на участке от $U_{пор}$ до бесконечности. Ясно, что чем больше пороговый уровень $U_{пор}$, тем эта площадь меньше, и, следовательно, меньше вероятность его превышения, что соответствует нашим физическим представлениям.

Для определения зависимости $p(u > U_{пор})$ от $U_{пор}$ необходимо проинтегрировать функцию $p(u)$. Однако интервал в правой части выражения (6-10) не выражается через элементарные функции и поэтому вычисляется с помощью таблиц. Для этого необходимо его преобразовать с введением новой переменной

$$z = \frac{u}{U_{эф}}.$$

Подставив значение z в уравнение (6-10) и соответственно изменив пределы, получим выражение

$$p(z > Z_{пор}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int\limits_{Z_{пор}}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz, \qquad (6\text{-}11)$$

где $Z_{пор} = \frac{U_{пор}}{U_{эф}}$.

Выражение (6-11) можно также представить в следующем виде:

$$p(z > Z_{пор}) = \frac{1}{2\pi}\int\limits_0^\infty e^{-\frac{z^2}{2}}\,dz - \frac{1}{2\pi}\int\limits_0^{Z_{пор}} e^{-\frac{z^2}{2}}\,dz. \qquad (6\text{-}12)$$

Интеграл вида

$$\Phi(x) = \frac{2}{2\pi}\int\limits_0^x e^{-\frac{z^2}{2}}\,dz \qquad (6\text{-}13)$$

называется интегралом вероятности и его значения можно взять из таблиц [6]. Из выражений (6-12) и (6-13) получаем

$$p(z > Z_{пор}) = \frac{1}{2}[\Phi(\infty) - \Phi(Z_{пор})].$$

Учитывая, что $\Phi(\infty) = 1$, получаем окончательное выражение для вероятности превышения напряжением флуктуационной помехи заданного уровня $U_{пор}$

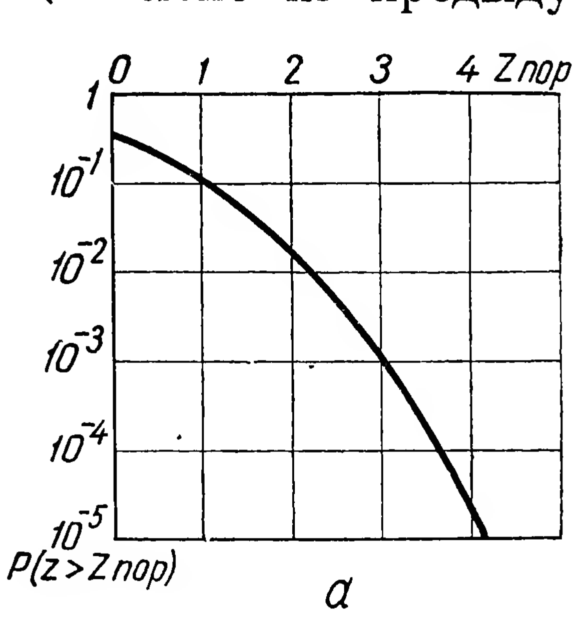
$$p(z > Z_{пор}) = \frac{1}{2}[1 - \Phi(Z_{пор})]. \qquad (6\text{-}14)$$

Задаваясь различными значениями $Z_{пор}$ из выражения (6-14) при помощи таблиц можно определить вероятности превышения. На рис. 55 приведены соответствующие кривые. Из кривой (рис. 55, *а*) видно, что при $Z_{пор} > 1$ вероятность превышения быстро падает. Если вероятность превышения помехой уровня, численно равного эффективному значению напряжения помехи $U_{пор} = U_{эф}$, составляет 0,16 (16%), то вероятность двухкратного превышения этого уровня равна 0,025 (2,5%), трехкратного превышения — 0,0013 (0,13%), а вероятность четырехкратного превышения — только 3×10^{-5} ($3 \cdot 10^{-3}$%). С последней величиной можно в большинстве случаев не считаться. На этом основании считают, что колебания флуктуационной помехи не превосходят по величине трехкратного эффективного значения напряжения помехи. Поэтому флуктуационную помеху часто называют гладкой помехой в отличие от импульсных помех, где соотношение между напряжением в импульсе и среднеквадратичным уровнем напряжения обычно значительно выше.

При наличии сравнительно низкой флуктуационной помехи можно, очевидно, выбрать пороговый уровень при-

емных устройств таким образом, чтобы выбросы помехи лишь с пренебрежимо малой вероятностью появились над уровнем срабатывания приемника. Как ясно из предыдущего, для этого необходимо, чтобы

$$U_{пор} > 4U_{эф}. \qquad (6\text{-}15)$$



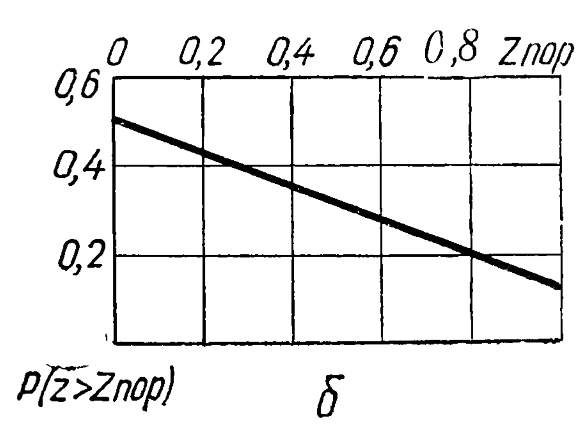


Рис. 55. Кривые зависимости вероятности превышения помехой порогового уровня:

а — полная кривая; *б* — кривая при $Z_{пор} < 1$.

Характер зависимости $p(z > Z_{пор})$ от $Z_{пор}$ на участке, где $Z_{пор} < 1$ значительно отличается от участка, где $Z_{пор} > 1$. Как видно из рис. 55, *б* при изменении $Z_{пор}$ от $Z_{пор} = 1$ до $Z_{пор} = 0,5$ (в два раза) вероятность превышения увеличивается также примерно в два раза, а при изменении $Z_{пор}$ от 0,5 до 0,25 вероятность превышения увеличивается всего в 1,3 раза. Эта область соответствует сильным флуктуационным помехам. Поскольку в этом случае вероятность превышений значительно возрастает, то для уменьшения вероятности ложных срабатываний приемных устройств на их выходах вводится замедление. Это связано с тем, что выбросы помехи, превышающие пороговый уровень, кратковременные и при соответствующем замедлении не приводят к срабатыванию выходных устройств приемников. Ясно, что чем ниже выбрана величина $Z_{пор}$, тем необходимо большее замедление. При этом быстродействие системы передачи информации соответственно снижается.

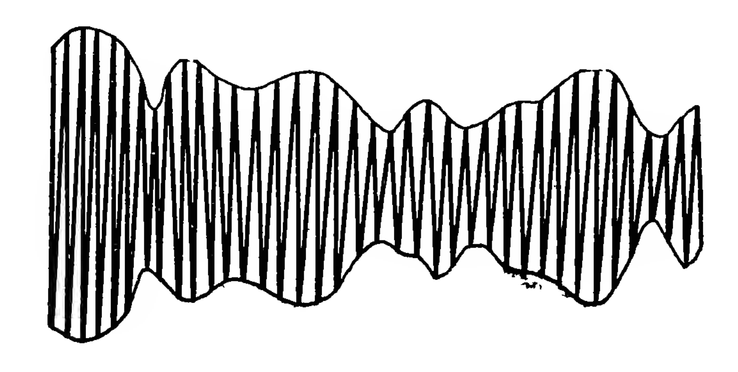


Рис. 56. Узкополосный флуктуационный процесс.

Узкополосный флуктуационный процесс. Узкополосный флуктуационный процесс характеризуется тем, что ширина его спектра относительно мала по сравнению со средней частотой спектра флуктуаций. Такого рода процесс имеется на выходе узкополосных приемных устройств. В этом случае флуктуационные колебания имеют вид синусоидальной

волны с частотой, близкой к средней частоте полосы пропускания приемника, амплитуда которой принимает случайные значения. Примерный вид узкополосного флуктуационного процесса приведен на рис. 56. Скорость изменения амплитуды его колебаний определяется шириной полосы пропускания приемника. Это объясняется тем, что узкополосная система обладает значительной инерционностью. Для изменения ее состояния необходимо затратить определенную энергию и при ограниченной мощности возмущений, вызывающих флуктуации, это изменение происходит медленно.

§ 4. МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ СТАТИЧЕСКОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

Статическая помехоустойчивость телеуправления зависит от помехоустойчивости приемников элементарных сигналов и принятого метода кодообразования. Помехоустойчивость приемников элементарных сигналов повышается при сужении их полосы пропускания, а также при увеличении относительного порога срабатывания и величины замедления на выходе. Изменяя эти параметры, можно практически обеспечить требуемую степень помехоустойчивости приемников при существующих помехах в каналах связи промышленных устройств телеуправления. Однако при значительном уровне помех неизбежно снижение быстродействия.

При заданной помехоустойчивости приемников статическая помехоустойчивость телеуправления определяется принятым методом кодообразования. Статическая помехоустойчивость кодов оценивается в зависимости от вероятности образования кодовых комбинаций из помех. Чем меньше величина вероятности образования кодовых комбинаций из помех, при заданном их относительном уровне, тем выше статическая помехоустойчивость кода.

Основным методом повышения статической помехоустойчивости кодов при значительном уровне помех является их усложнение с увеличением количества импульсов в кодовых комбинациях. Рассмотрим это на примере сравнения статической помехоустойчивости частотных и частотно-

временных кодов с статической помехоустойчивостью одночастотного сигнала (рис. 57).

При неизменной мощности сигнала переход от одночастотных импульсов к многочастотным сопряжен с ростом вероятности ложных срабатываний приемников частотных сигналов, так как мощность отдельных частотных составляющих понижается соответственно увеличению их количества. Однако при достаточно высокой первоначальной помехоустойчивости приемников вероятность образования ложной комбинации при многочастотном сигнале уменьшается, так как одновременно или в определенной последовательности должно сработать несколько приемников.

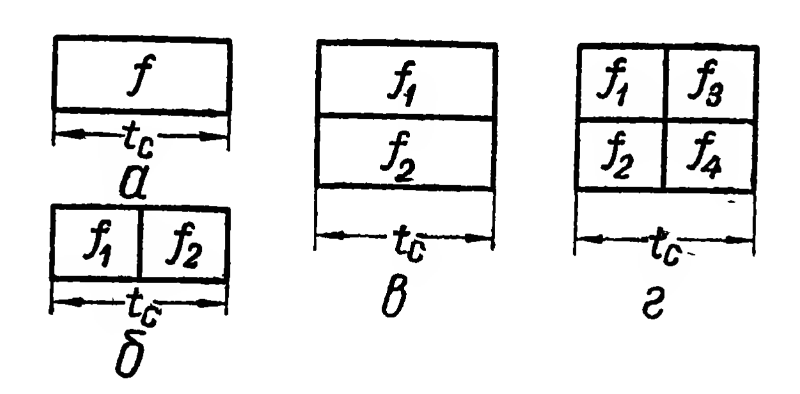


Рис. 57. Одночастотный и многочастотные сигналы:

а — одночастотный; *б* — двухчастотный (одна из комбинаций сменнокачественного кода); *в* — двухчастотный (одна из комбинаций частотного кода на сочетания); *г* — четырехчастотный (одна из комбинаций неполного сменнопосылочного кода).

Увеличение вероятности ложных срабатываний отдельных приемников при многочастотном сигнале можно учесть введением коэффициента

$$k_m = \frac{p_m}{p_1}, \qquad (6\text{-}16)$$

где p и p_m — вероятности ложных срабатываний частотных приемников при одночастотном и m-частотном сигнале.

Так как $p_1 < p_m$, то $k > 1$.

Определим зависимость величины k_m от количества частотных импульсов, посылаемых параллельно или последовательно, при флуктуационных помехах. Для этого введем следующие обозначения:

$W_п$ — удельная мощность помех (на 1 *гц* полосы);

$I_{ср}$ и $\Delta f_{ср}$ — ток и полоса срабатывания исполнительных устройств на выходе приемников частотных сигналов; f_0 — частота настройки приемников частотных сигналов. Тогда ожидаемое число прохождений (в 1 *сек*) тока помех на выходе сравнительно узкополосных приемников через значение $I_{ср}$ с положительной крутизной [25]

$$F_1 = f_0 e^{-\frac{I_{ср}^2}{2W_п \Delta f_{ср}}}. \qquad (6\text{-}17)$$

Если на выходе приемников частотных сигналов замедление не применяется, то при каждом прохождении тока помех через значение $I_{ср}$ с положительной крутизной исполнительные устройства приемников будут ложно срабатывать. Следовательно, из выражения (6-17) можно определить ожидаемое число ложных срабатываний приемников в 1 *сек* при данной удельной мощности помех. Эта величина растет при увеличении частоты настройки приемников и уменьшается при сужении их полосы срабатывания.

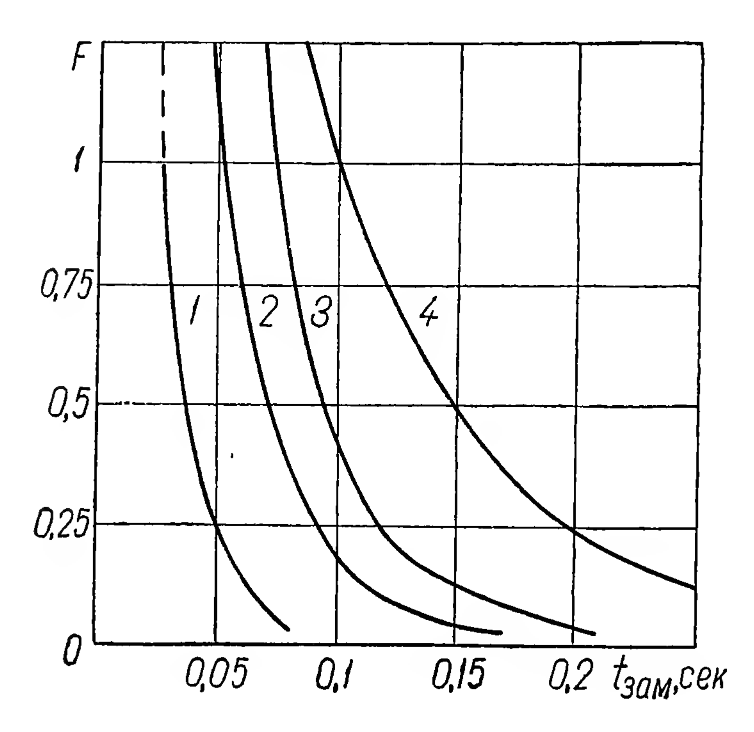


Рис. 58. Кривые зависимости числа ложных срабатываний частотных приемников за 1 *сек* от их времени замедления:

1, 2, 3, 4 — при настройке приемника соответственно на частоты 2340, 1140, 780 и 540 *гц*.

Ожидаемое число ложных срабатываний в 1 *сек* можно значительно снизить введением замедления на выходе приемников частотных сигналов, что практически всегда выполняется. Эффективность замедления возрастает при увеличении частоты настройки приемников. Хорошей иллюстрацией этого являются экспериментальные кривые, приведенные на рис. 58. Испытывались частотные приемники, с полосой пропускания 80—100 *гц* каждый в отдельности и в комбинациях по два [24]. На вход приемников подавались помехи в виде разговорных токов при уровне +0,5 *неп* и регистрировалось количество срабатываний каждого приемника в отдельности и в комбинациях по два за определенный промежуток времени. Из кривых (рис. 58) хорошо видно, что с увеличением частоты настройки приемников эффективность замедления на выходе значительно повышается. Следовательно, для повышения быстродействия частотных устройств *ТУ—ТС* необходимо увеличивать частоту сигналов.

При параллельной посылке нескольких частотных импульсов ожидаемое число ложных срабатываний приемников можно определить из выражения (6-17) путем соответствующего увеличения удельной мощности помех, а при последовательной посылке — соответст-

вующим увеличением полосы срабатывания. Следовательно,

$$F_m = f_0 e^{-\frac{I_{\text{ср}}^2}{m 2 W_{\text{п}} \Delta f_{\text{ср}}}}, \tag{6-18}$$

где m — количество частотных импульсов, посылаемых параллельно или последовательно.

Из этого уравнения можно заключить, что параллельная или последовательная посылка частотных импульсов с точки зрения статической помехоустойчивости эквивалентна. Это объясняется тем, что мощность импульсов одинакова.

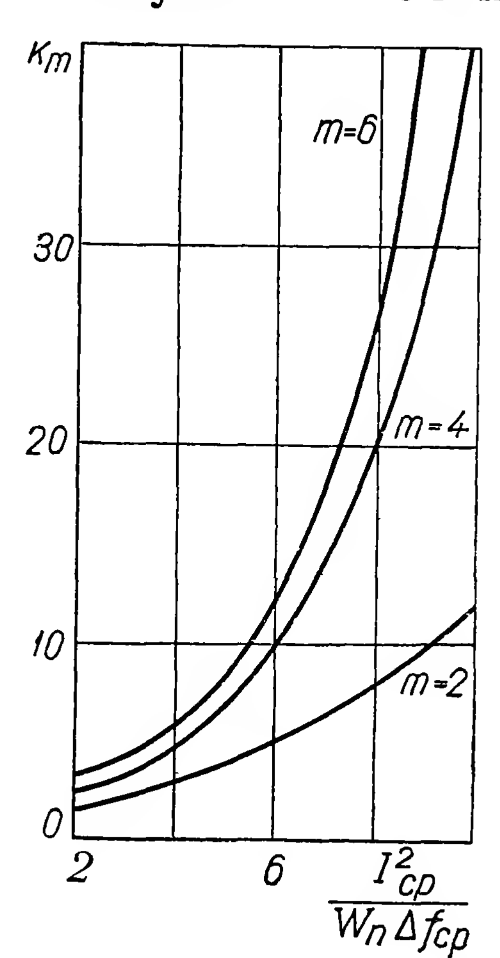


Рис. 59. Кривые зависимости величины k_m от относительного уровня помех.

Величину коэффициента k_m можно определить из выражений (6-17) и (6-18)

$$k_m = \frac{F_m}{F_1} = e^{\frac{I_{\text{ср}}^2}{2 W_{\text{п}} \Delta f_{\text{ср}}}\left(1 - \frac{1}{m}\right)}. \tag{6-19}$$

На рис. 59 приведены кривые зависимости k_m от величины $\frac{I_{\text{ср}}^2}{W_{\text{п}} \Delta f_{\text{ср}}}$ при различных значениях m. Из этих кривых можно заключить, что при значительном относительном уровне помех

$$k_m \leqslant m.$$

Далее определим условия, при которых статическая помехоустойчивость многочастотного сигнала получается выше одночастотного. При независимых источниках искажений вероятность ложного срабатывания одного из $N_{\text{п}}$ частотных приемников при одночастотном сигнале

$$p_{\text{л}}(1) = N_{\text{п}} p_1 (1 - p_1)^{N_{\text{п}} - 1}, \tag{6-20}$$

а при

$$p_1 \ll 1 \quad p_{\text{л}}(1) = N_{\text{п}} p_1.$$

Вероятность образования одной ложной комбинации при m-частотном сигнале

$$p_{\text{л}}(m) = C_n^m (k_m p_1)^m (1 - k_m p_1)^{n-m},$$

а при

$$p_1 \ll 1 \quad p_л(m) = C_n^m (k_m p_1)^m, \tag{6-21}$$

где n — число частотных позиций при параллельной посылке (частотном разделении) или количество частотных качеств при последовательной посылке (временном разделении);

m — количество импульсов в одной комбинации.

Из выражений (6-20) и (6-21) получаем

$$\frac{p_л(1)}{p_л(m)} = \frac{N_п p_1}{C_n^m (k_m p_1)^m}. \tag{6-22}$$

Так как сравнение необходимо производить при равном количестве приказов, то

$$N_п = C_n^m \text{ и}$$

$$\frac{p_л(1)}{p_л(m)} = \frac{1}{k_m^m p_1{}^{m-1}}. \tag{6-23}$$

При значительном относительном уровне помех, как следует из рис. 59, k_m можно принять равным m. Тогда из уравнения (6-23) нетрудно определить, что при $m = 2$ и $p_1 \geqslant 0{,}25$

$$p_л(1) \leqslant p_л(m).$$

Следовательно, если помехоустойчивость приемников низкая, то более высокую статическую помехоустойчивость телеуправления можно получить при одночастотном сигнале.

Если помехоустойчивость приемников достаточно высокая, то несмотря на значительный относительный уровень помех, вероятность ложных срабатываний отдельных приемников $p_1 \ll 1$. В этом случае применение многочастотного сигнала может значительно повысить статическую помехоустойчивость телеуправления.

Таблица 25

Повышение статической помехоустойчивости многочастотного сигнала по сравнению с одночастотным при $\frac{I_{ср}^2}{W_0 \Delta f_{ср}} = 3$ **и** $p_1 = 0{,}01$

m	k_m	$\frac{p_л(1)}{p_л(m)}$
2	2,1	23
3	2,7	$5{,}1 \cdot 10^2$
4	3,0	$1{,}2 \cdot 10^4$
6	3,5	$7{,}5 \cdot 10^7$

В табл. 25 приведены значения отношения $\frac{p_л(1)}{p_л(m)}$, полученного из выражения (6-23) при

$$\frac{I_{ср}^2}{W_п \Delta f_{ср}} = 3 \text{ и } p_1 = 0{,}01.$$

Как видно из табл. 24 особенно значительное повышение статической помехоустойчивости получается при $m \geqslant 4$. Эти значения для m можно сравнительно просто получить, применяя сменнопосылочные коды.

Например, для неполного сменнопосылочного кода при $n_в = 2$ и $m_ч = 2$

$$m = m_ч n_в = 2 \cdot 2 = 4.$$

Для аналогичного полного сменнопосылочного кода

$$m = m_ч + 1 = 3,$$

так как в соседних комбинациях этого кода допускается применение всех одинаковых частот, кроме одной. Следовательно, этот код имеет более низкую статическую помехоустойчивость.

Повышение статической помехоустойчивости при многоимпульсных кодах по сравнению с одноимпульсными сигналами особенно значительно при малых p_1, например, при $p_1 = 0{,}001$ и $m = 2$,

$$\frac{p_л(1)}{p_л(m)} = 250, \text{ а при } m = 3 \quad \frac{p_л(1)}{p_л(m)} = 5{,}1 \cdot 10^4.$$

Повышение статической помехоустойчивости телеуправления применением числовой защиты. В устройствах телеуправления используются только комплектные коды, количество элементов в любой комбинации которых постоянно. Поэтому обычно применяется числовая защита, которая срабатывает при количестве элементов в кодовой комбинации, отличающемся от заданного. При этом приказ не выполняется (происходит защитный отказ).

При использовании числовой защиты статическая помехоустойчивость телеуправления значительно повышается, так как в этом случае ложный прием в статическом режиме работы устройства телеуправления может произойти только, если помеха будет точно соответствовать одной из кодовых комбинаций, что при сложном законе кодообразования маловероятно.

Определим эффективность числовой защиты, например, при использовании сменнопосылочных кодов. В кодах этого типа числовая защита построена на контроле числа импульсов в каждой отдельной посылке кода. При количестве одновременно принятых частот, большем $m_ч$, срабатывает защитное устройство и выполнение приказа не происходит.

Определим вероятность действия защиты, характеризующей повышение помехоустойчивости устройства телеуправления. Вероятность одновременного срабатывания $(m_ч + 1)$ конкретных частотных приемников

$$p_{(m_ч+1)} = (k_m p_1)^{m_ч+1}.$$

Одновременно могут быть приняты любые из $(m_ч + 1)$ частот. Количество таких комбинаций равно числу сочетаний из $n_ч$ по $(m_ч + 1)$. Поэтому вероятность действия числовой защиты при приеме $(m_ч + 1)$ частот

$$p_з = C_{n_ч}^{m_ч+1} (k_m p_1)^{m_ч+1}.$$

Необходимо также учесть, что одновременно может сработать больше чем $m_ч + 1$ приемников. Вероятность действия защиты при i одновременно принимаемых частотах

$$p_з = C_{n_ч}^{i} (k_m p_1)^{i}.$$

В результате помехи можно принять любое количество частот, не превышающее $n_ч$. Следовательно, в общем случае вероятность действия защиты

$$p_з = \sum_{i=m_ч+1}^{n_ч} (k_m p_1)^i C_{n_ч}^{i}. \qquad (6\text{-}24)$$

Если $(k_m p_1)^i C_n^i \ll 1$, то членами, в которых $i > (m_ч + 1)$, можно пренебречь вследствие их малой величины.

Тогда выражение (6-24) упрощается

$$p_з = (k_m p_1)^{m_ч+1} C_{n_ч}^{m_ч+1}.$$

При $n_в$ посылках

$$p_з' = n_в (k_m p_1)^{m_ч+1} C_{n_ч}^{m_ч+1}. \qquad (6\text{-}25)$$

Аналогично можно определить вероятность ложного приема не менее одной кодовой комбинации сменнопосылочного кода. Вероятность ложного приема одной кодовой комбинации в статическом режиме работы устройства телеуправления для сменнопосылочных кодов, когда помеха точно соответствует этой комбинации, при $p_1 \ll 1$

$$p_л(m) = M (k_m p_1)^{m_ч n_в}, \qquad (6\text{-}26)$$

где M — количество используемых комбинаций кода.

Поскольку помеха включает в себе кодовые комбинации с количеством частот в посылках от $m_ч$ до $n_ч$, то при

отсутствии числовой защиты полная вероятность ложного приема

$$p'_л(m) = (k_m p_1)^{m_ч n_в} \sum_{i=m_ч}^{n_ч} M_i, \qquad (6\text{-}27)$$

где $\sum_{i=m_ч}^{n_ч} M_i$ — суммарное число кодовых комбинаций, получаемое при количестве частотных импульсов в посылках от $m_ч$ до $n_ч$.

Например, для полного сменнопосылочного кода на сочетания

$$p'_л(m) = (k_m p_1)^{m_ч n_в} \sum_{i=m_ч}^{n_ч-1} C^{n_в}_{C^i_{n_ч}}. \qquad (6\text{-}28)$$

В сумме верхний придел принят равным $n_ч - 1$, так как полный сменнопосылочный код при $i > n_ч - 1$ не может быть образован. Соответственно для неполного сменнопосылочного кода на сочетания верхний предел должен быть $\frac{n_ч}{2}$. Для этого кода при $n_в = 2$ выражение (6-27) имеет вид

$$p'_л(m) = (k_m p_1)^{m_ч n_в} \sum_{i=m_ч}^{n_ч/2} \frac{1}{2} C^i_{n_ч} C^i_{n_ч-i}. \qquad (6\text{-}29)$$

Эффективность числовой защиты иллюстрируется следующим примером. Примем, что $m_ч = 2$, $n_в = 2$, $n_ч = 6$, $k_m = m_ч n_в = 2 \cdot 2 = 4$ и $p_1 = 0{,}0025$. Вероятность ложного приема для полного сменнопосылочного кода на сочетания при отсутствии числовой защиты из выражения (6-28)

$$p'_л(m) = (4 \cdot 0{,}0025)^4 \sum_{i=2}^{5} C^2_{C^i_6} = (0{,}01)^4 \cdot 415 = 4{,}15 \cdot 10^{-6}.$$

Вероятность для неполного кода, из выражения (6-29)

$$p_л(m) = (4 \cdot 0{,}0025)^4 \sum_{i=2}^{3} \frac{1}{2} C^i_6 C^i_{6-i} = (0{,}01)^4 \cdot 55 = 5{,}5 \cdot 10^{-7}.$$

Вероятность ложного приема при наличии числовой защиты для полного сменнопосылочного кода, из выражения (6-26)

$$p_л(m) = (4 \cdot 0{,}0025)^4 C^2_{C^2_6} = (0{,}01)^4 \cdot 105 = 1{,}05 \cdot 10^{-6}.$$

Тоже для неполного кода

$$p_л(m) = (4 \cdot 0{,}0025)^4 \frac{1}{2} C_6^2 C_{6-2}^2 = (0{,}01)^4 \cdot 45 = 4{,}5 \cdot 10^{-7}.$$

Вероятность действия защиты, из выражения (6-25)

$$p_з = 2 \cdot (4 \cdot 0{,}0025)^3 \cdot C_6^3 = 2\,(0{,}01)^3 \cdot 20 = 4 \cdot 10^{-5}.$$

Из приведенного примера видно, что применение числовой защиты значительно повышает статическую помехоустойчивость телеуправления, так как вероятность действия защиты намного превышает вероятности ложного приема. Особенно для неполного сменнопосылочного кода.

Повышение статической помехоустойчивости телеуправления применением временной «отсечки». Для повышения статической помехоустойчивости телеуправления при использовании многоимпульсных сигналов (кодов), передаваемых последовательно во времени, очень эффективна временная отсечка, исключающая накопление ошибок в статическом режиме работы устройства телеуправления.

Накопление ошибок заключается в том, что отдельные импульсы кода ложно фиксируются устройством телеуправления. Сначала — первый импульс, затем через значительный промежуток времени — второй импульс и так далее — до последнего импульса комбинации. Таким образом в результате накопления может образоваться ложная кодовая комбинация. Вероятность образования такой комбинации при данном относительном уровне помех тем выше, чем ниже помехоустойчивость приемников (или приемника) отдельных импульсов кода (следовательно, выше вероятность ложного срабатывания приемников $p_{пр}$) и больше промежуток времени между передачей отдельных команд. Принцип осуществления временной отсечки поясняется временной диаграммой (рис. 60), применительно к фиксации сменнокачественного кода. Устройство временной отсечки *УВО* должно срабатывать при срабатывании любого из приемников частотных сигналов *ПЧС*, причем $t_{ср} \cong 2t_п$. Время выдержки *УВО* должно быть $t_у \cong t_п$, после чего устройства запоминания на выходе всех приемников *ПЧС* сбрасываются и выполнение приказа запрещается.

При поступлении полночленной кодовой комбинации f_1, f_2, f_3 выходное устройство *ВУ* срабатывает. Однако, если за счет помехи срабатывает только один приемник, например, *ПЧС* (рис. 60), то через время $t_{ср} + t_у$ он сбрасывается и этим исключается накопление ошибок.

Эффективность временной отсечки можно определить на основании следующих соображений. Если временная отсечка не применяется, то вероятность образования лож-

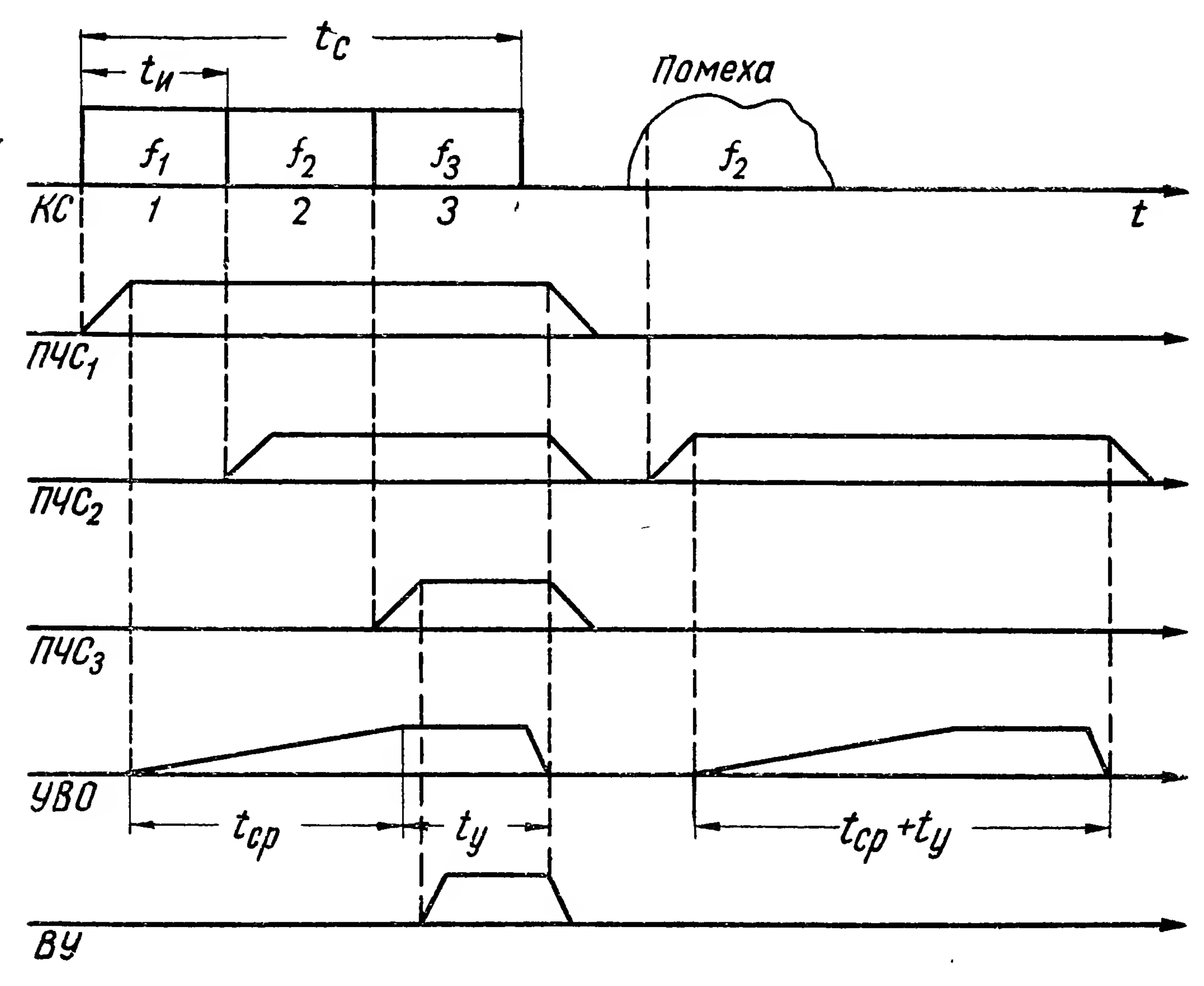


Рис. 60. Временная диаграмма, поясняющая работу устройства временной отсечки.

ной комбинации можно принять равной вероятности ложного срабатывания одного приемника из $N_{пр}$. При $p_{пр} \ll 1$

$$p_л = N_{пр} p_{пр}, \tag{6-30}$$

а при использовании временной отсечки

$$p'_л = M (p_{пр})^{n_в}, \tag{6-31}$$

где M — количество используемых комбинаций кода.

Например, при $p_{пр} = 0{,}01$, $n_в = 3$, $N_{пр} = 6$, для сменнокачественного кода на сочетания уравнений из (6-30) и (6-31)

$$p_л = 6 \cdot 0{,}01 = 6 \cdot 10^{-2},$$

$$p'_л = C_k^{n_в} (p_{пр})^{n_в} = C_6^3 (0{,}01)^3 = 2 \cdot 10^{-5}.$$

Как видно из примера, эффективность временной отсечки очень высокая (особенно при значительном количестве

импульсов в комбинации). Следовательно, в помехоустойчивых системах телеуправления при временном разделении импульсов применение временной отсечки обязательно.

§ 5. МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

Динамическая помехоустойчивость телеуправления, как и статическая, зависит от помехоустойчивости приемников и метода кодообразования. Однако, если динамическая и статическая помехоустойчивость зависит в равной степени от помехоустойчивости приемников, то в отношении влияния метода кодообразования имеются значительные отличия. Как уже отмечалось, статическая помехоустойчивость многоимпульсных кодов при определенных условиях может быть значительно выше одноимпульсных сигналов. В отношении динамической помехоустойчивости обычных кодов положение прямо противоположное. Поскольку для искажения кодовой комбинации достаточно образования или добавления только одного импульса, то динамическая помехоустойчивость обычных многоимпульсных кодов снижается соответственно увеличению количества импульсов в комбинации, так как энергия отдельных импульсов уменьшается.

Динамическая помехоустойчивость телеуправления определяется в зависимости от вероятности образования ложной комбинации из переданной $p_л$ и вероятности подавления команды $p_п$. Однако при телеуправлении образование ложной команды более опасно чем ее подавление. Поэтому, как правило, при построении устройств телеуправления, стремятся прежде всего уменьшить вероятность образования ложной комбинации даже за счет увеличения вероятности подавления команды.

Уменьшить вероятность образования ложной комбинации за счет увеличения вероятности ее подавления можно за счет соответствующего выбора порога срабатывания приемных устройств. При приближении порога срабатывания приемников к уровню сигнала вероятность образования ложных команд уменьшается, а вероятность подавления команд увеличивается. Однако уровень сигнала под-

вергается изменениям, поэтому снижение коэффициента запаса по срабатыванию приемников недопустимо.

Практически в устройствах телеуправления для этих целей применяются различного рода защиты, которые основываются на обнаружении искажения отдельных импульсов или сигнала в целом. Наиболее надежными являются устройства защиты, основанные на контроле сигнала в целом. Поскольку в устройствах *ТУ—ТС* применяются только комплектные сигналы (состоящие из постоянного числа импульсов), то при искажении или добавлении за счет помех одного или нескольких импульсов в сигнале их общее количество изменяется, что обнаруживается устройством числового контроля, которое запрещает выполнение искаженной команды *ТУ* или сигнала *ТС*. Таким образом, при определенных искажениях осуществляется исключение ложных команд за счет их подавления.

В том случае, когда подавление команд так же недопустимо, как и появление ложных команд, применяются различные методы повышения динамической помехоустойчивости телеуправления — прежде всего повторение команд при применении различных защитных устройств. Защитные схемы не допускают выполнения искаженных комбинаций, и соответствующая команда должна быть повторена. В простейшем случае повторение команды выполняется диспетчером.

Однако при переходе к полной автоматизации диспетчерского управления повторение команд также автоматизируется. Поскольку снижение быстродействия не желательно, то автоматическое повторение команд выполняется по запросу при срабатывании защитных схем. Для запроса необходимо наличие обратного канала связи, который всегда имеется в устройствах *ТУ—ТС*.

Наряду со схемными методами повышения динамической помехоустойчивости телеуправления большое значение имеет выбор способа передачи команд (структуры сигнала и метода кодообразования). Дополнительные возможности открываются при использовании избыточных кодов — с обнаружением и исправлением искажений.

Сравнение способов передачи сигналов методами теории потенциальной помехоустойчивости. Рассматривая общие закономерности на основании теории потенциальной помехоустойчивости, разработанной акад. В. А. Котельниковым [30], можно сравнить способы передачи сигналов, не

вдаваясь в детали системы передачи. Теория потенциальной помехоустойчивости разработана применительно к оптимальному приему сигналов, известных точно, при наличии стационарной флуктуационной помехи с нормальным законом распределения и ограниченным спектром. Поскольку в устройствах телеуправления возможные сигналы известны заранее, то выводы теории потенциальной помехоустойчивости можно использовать для сравнения способов передачи команд телеуправления.

В теории потенциальной помехоустойчивости доказывается, что при принятых ограничениях существует приемник, который обеспечивает максимальную помехоустойчивость для данного способа передачи. Такой приемник назван идеальным, а соответствующее значение помехоустойчивости — потенциальной помехоустойчивостью способа передачи. По этому параметру можно объективно сравнить способы передачи сигналов.

Принцип работы *идеального приемника* заключается в сравнении принятого сигнала, искаженного помехами, со всеми возможными значениями не искаженного сигнала, т. е. с образцами сигнала, которые известны. Идеальный приемник вычисляет энергию разности принятого сигнала и образца для всех возможных значений сигнала и относит принятый сигнал к тому образцу, для которого эта энергия минимальна. Например, если по каналу связи в течении времени T передается один из двух возможных сигналов $U_1(t)$ или $U_2(t)$ и если в результате действия помех был принят сигнал $f(t)$, то идеальный приемник вычисляет

$$\Delta E_1 = \int_0^T [U_1(t) - f(t)]^2 \, dt$$

и

$$\Delta E_2 = \int_0^T [U_2(t) - f(t)]^2 \, dt.$$

Если

$$\Delta E_1 < \Delta E_2,$$

то считается принятым сигнал $U_1(t)$.

Если

$$\Delta E_1 > \Delta E_2,$$

то считается принятым сигнал $U_2(t)$.

Блок-схема идеального приемника для двух дискретных сигналов приведена на рис. 61. Образцы сигналов $U_1(t)$ и $U_2(t)$ создаются в блоках $Б_1$ и $Б_2$ или считываются со схем памяти. Блоки операторов $БО_1$ и $БО_2$ производят вычисление величин ΔE_1 и ΔE_2, а логический элемент *ЛЭ* относит принятый сигнал к тому из сигналов, для которого значение ΔE меньше.

Как отмечается в работе [7], название «идеальный приемник» не совсем удачно, так как создает впечатление, что такой приемник не может быть реализован на практике. В действительности идеальный приемник всегда можно реализовать. Например, при передаче прямоугольными импульсами постоянного тока, идеальный приемник состоит из интегратора и порогового устройства. При передаче на несущей частоте обычный приемник, состоящий из полосового фильтра с оптимальной полосой, усилителя и безынерционного порогового устройства, имеет помехоустойчивость, близкую к потенциальной. Причем оптимальная полоса фильтра обратно пропорциональна длительности импульса.

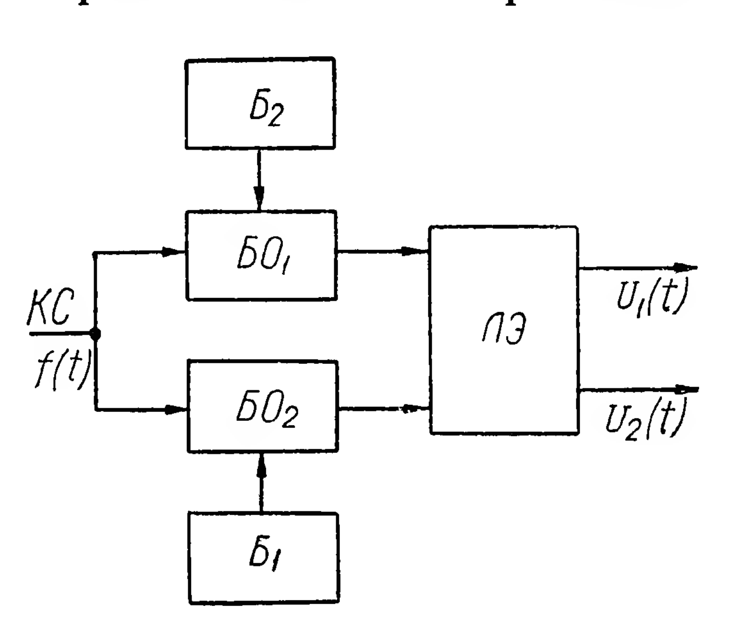


Рис. 61. Блок-схема идеального приемника для двух дискретных сигналов.

При приеме двоичного кода посылки сигналов $U_1(t)$ и $U_2(t)$ равновероятны. В этом случае вероятность ошибки при приеме переданного сигнала идеальным приемником [30]

$$p = 0{,}5\,[1 - \Phi(z)], \tag{6-32}$$

где $\Phi(z)$ — интеграл вероятности (6-13);

$$z = \frac{1}{\sqrt{2U_п}} \sqrt{\int_0^T [U_1(t) - U_2(t)]^2\,dt},$$

где $U_п$ — эффективное напряжение помехи в полосе 1 *гц*. Если сигналы отличаются только знаком

$$U_1(t) = -U_2(t),$$

то величина имеет максимальное значение

$$z = \sqrt{\frac{2E}{U_п^2}} = \sqrt{\frac{2W_с T}{U_п^2}}, \qquad (6\text{-}33)$$

где E — энергия сигнала;

$W_с$ — средняя мощность сигнала;

T — длительность сигнала.

Если один из сигналов передается паузой, например, $U_2(t) = 0$, то

$$z' = 0{,}5z. \qquad (6\text{-}34)$$

Если сигналы передаются посылками разных частот, то

$$z'' = \frac{1}{\sqrt{2}} z. \qquad (6\text{-}35)$$

Вероятность неправильного приема резко падает при увеличении z. Из выражения (6-33) можно заключить, что помехоустойчивость идеального приемника определяется отношением энергии сигнала к квадрату удельного напряжения помехи и не зависит от полосы канала. При заданном отношении средней мощности сигнала к квадрату удельного напряжения помехи помехоустойчивость идеального приемника определяется длительностью сигнала команды T вследствие того, что в приемнике производится интегрирование за время T. Эта зависимость эквивалентна зависимости помехоустойчивости обычного порогового приемника от его полосы.

На основании приведенных выражений для z можно сравнить способы передачи двух сигналов. Выражение (6-33) соответствует передаче двух сигналов по высокочастотным каналам при помощи фазовой манипуляции, выражение (6-35) соответствует — частотной манипуляции, а выражение (6-34)— передаче с пассивной паузой. Сравнивая значения z, можно сделать вывод, что наибольшей динамической помехоустойчивостью отличается передача с фазовой манипуляцией, а наименьшей — передача с пассивной паузой. Однако необходимо учесть, что при передаче с пассивной паузой энергия в паузах не расходуется, а при частотной манипуляции энергия расходуется при передаче любого из сигналов. Следовательно, энергия сигнала при пассивной паузе может быть повышена. Поэтому при одинаковой средней энергии команды и равновероятных сигна-

лах передача с пассивной паузой и частотной манипуляцией эквивалентны по помехоустойчивости.

Кривые вероятности искажений при ограниченной амплитуде сигнала приведены на рис. 62 [7]. Для сравнения приведена также кривая вероятности искажений при передаче команд одноимпульсными частотными сигналами. Как видно из кривых наиболее высокой динамической помехоустойчивостью отличаются одноимпульсные частотные сигналы, а затем код с частотными импульсными признаками, а наименьшей — простой двоичный код. Однако следует учитывать, что в реальных системах помехоустойчивость кода с частотными признаками, и особенно одноимпульсных сигналов, увеличивается за счет расширения занимаемой полосы частот. Одноимпульсные частотные сигналы в устройствах телеуправления применяются ограниченно (только при малом числе команд) также вследствие громоздкости устройств, так как количество необходимых частотных элементов при одноимпульсных частотных сигналах определяется числом команд. Кроме того, как было показано, статическая помехоустойчивость одночастотных сигналов при значительном уровне помех и $p_1 \ll 1$ ниже чем многоимпульсных сигналов. Поэтому в системах *ТУ—ТС* наиболее широко применяются многоимпульсные сигналы, а требуемый уровень динамической помехоустойчивости достигается применением защит, повторением сигналов, использованием каналов обратной связи, наряду с применением избыточных кодов с обнаружением и исправлением искажений.

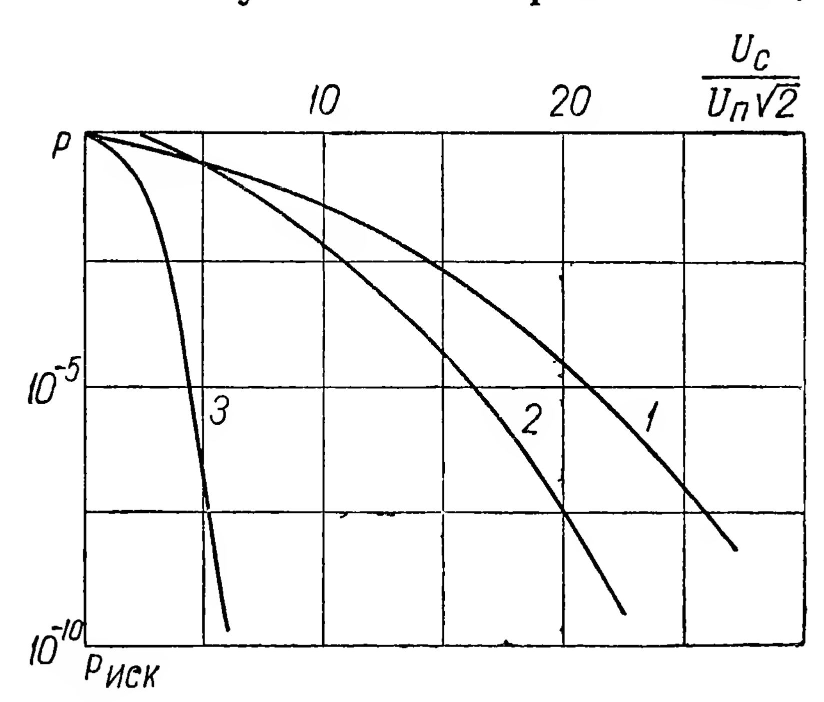


Рис. 62. Кривые зависимости вероятности искажения от относительного уровня помех:

1 — простой двоичный код; 2 — код с частотными признаками; 3 — одноимпульсные частотные сигналы.

Уменьшение вероятности ложных команд за счет применения числовой защиты. Простейшей защитой в телеуправлении является числовая. Защитной схемой определяется число импульсов в сигнале и при несовпадении с заданным — запрещается выполнение команды. Следова-

тельно, возможное ложное срабатывание переводится в защитный отказ (подавление команды). При числовой защите ложный прием возможен только в том случае, если на одной из временных или частотных позиций импульс подавлен, а на одной из свободных позиций образуется ложный импульс (двойное искажение). Если учесть, что вероятности тройных и более искажений в комбинации значительно меньше вероятности двойных искажений, то вероятность ложного приема

$$p_{л} = C^1_{n_з} p_{1(п)} C^1_{n_с} p_{1(о)} = n_з n_с p_{1(п)} p_{1(о)}, \qquad (6\text{-}36)$$

где $p_{1(п)}$ — вероятность подавления одного импульса;
$p_{1(о)}$ — вероятность образования ложного импульса;
$n_з$ — количество занятых позиций (количество импульсов в комбинации);
$n_с$ — количество свободных позиций.

При тех же условиях вероятность подавления команды значительно больше, так как она равна суммарной вероятности подавления или образования одного импульса

$$p_{п} = n_з p_{1(п)} + n_с p_{1(о)}. \qquad (6\text{-}37)$$

Вероятность правильного приема

$$q_{пр} = 1 - p_{л} - p_{п}, \qquad (6\text{-}38)$$

так как $q_{пр}$, $p_{л}$ и $p_{п}$ образуют полную группу событий.

Для частотного кода на одно сочетание (с посылкой неполной серии импульсов)

$$p_{л} = C^1_{m_ч} p_{1(п)} C^1_{(n_ч - m_ч)} p_{1(о)} = m_ч (n_ч - m_ч) p_{1(п)} p_{1(о)} \qquad (6\text{-}39)$$

и

$$p_{п} = m_ч p_{1(п)} + (n_ч - m_ч) p_{1(о)}. \qquad (6\text{-}40)$$

Если принять, что подавление импульса и образование ложного происходит с равной вероятностью p_1, то выражение (6-36) упрощается

$$p_{л} = n_з n_с p_1^2. \qquad (6\text{-}41)$$

Это выражение можно использовать только при временном разделении импульсов постоянного тока, так как в этом случае подавление импульса и его образование возможно за счет сильных импульсных помех. При временном разделении частотных импульсов $p'_{1(п)} \gg p_{1(о)}$, так как подавление

может произойти за счет кратковременного сильного выброса помехи и «запирания» ей входного усилителя в течении времени прохождения импульса сигнала. В этом случае спектральный состав помехи не имеет значения. В то же время для образования ложного частотного импульса необходимо, чтобы помеха совпала с импульсом сигнала по частоте и длительности, а также имела достаточную амплитуду, что менее вероятно, чем подавление одного импульса в сигнале.

При частотном разделении положение иное $p_{1(о)} \gg p''_{1(п)}$. В этом случае «запирание» входного усилителя подавляет всю комбинацию, а не отдельный частотный импульс. Для подавления только одного частотного импульса из $m_ч$ импульсов в комбинации необходимо, чтобы импульс помехи имел не только частоту, совпадающую с частотой одного из импульсов сигнала, но и противоположную фазу этих колебаний, а амплитуду и длительность — близкую к амплитуде и длительности рабочего импульса. Ясно, что такое совпадение имеет очень малую вероятность. Так как вероятность образования ложного частотного импульса при временном и частотном разделениях может быть принята одинаковой, то

$$p'_{1(п)} \gg p_{1(о)} \gg p''_{1(п)}.$$

Следовательно, при использовании числовой защиты, вероятность ложного приема комбинации значительно больше при временном разделении частотных импульсов по сравнению с частотным разделением.

Например, если принять, что $p'_{1(п)} = 0{,}01$, $p_{1(о)} = 0{,}001$ и $p''_{1(п)} = 0{,}0001$, то для частотного кода с $n_ч = 10$ и $m_ч = 2$ вероятность ложного приема из выражения (6-39)

$$p_л = 2 \cdot 8 \cdot 0{,}001 \cdot 0{,}0001 = 1{,}6 \cdot 10^{-6},$$

а вероятность подавления (6-40)

$$p_п = 2 \cdot 0{,}0001 + 8 \cdot 0{,}001 = 8{,}2 \cdot 10^{-3}.$$

Для аналогичного временного кода (сменнокачественного на сочетания)

$$p_л = 2 \cdot 8 \cdot 0{,}01 \cdot 0{,}001 = 1{,}6 \cdot 10^{-4}$$

и

$$p_п = 2 \cdot 0{,}01 + 8 \cdot 0{,}001 = 2{,}8 \cdot 10^{-2}.$$

Повышение помехоустойчивости телеуправления применением каналов обратной связи. Применение обратной связи является одним из наиболее эффективных методов повышения помехоустойчивости телеуправления при значительном уровне помех.

Системы с обратной связью делятся на два основных типа: системы с информационной обратной связью и системы с решающей обратной связью.

Системы с информационной связью применяются для значительного уменьшения вероятности образования ложных команд из переданных. В этих системах с приемного устройства на передающее по каналу обратной связи поступает информация о виде принятого сообщения. В телеуправлении такие системы называются устройствами *ТУ* с квитированием сигнала. Сигнал делится на подготовительную и исполнительную команды. Вначале, как показано на рис. 63, по прямому каналу связи *КС* с *ДП* передается подготовительная команда *ПК*, которой осуществляется избирание выходного устройства предварительного выбора требуемого объекта управления, (например, второго объекта — $2ВУ_{п.\,в}$). Затем по каналу обратной связи $КС_{о.\,с}$ с *ИП* передается квитирующий сигнал, который указывает номер выбранного объекта. Если проверка на совпадение запасенной в памяти устройства *ДП* подготовительной команды и квитирующего сигнала дает положительный результат, то по прямому каналу связи передается исполнительная команда *ИК* на включение или отключение выбранного объекта управления.

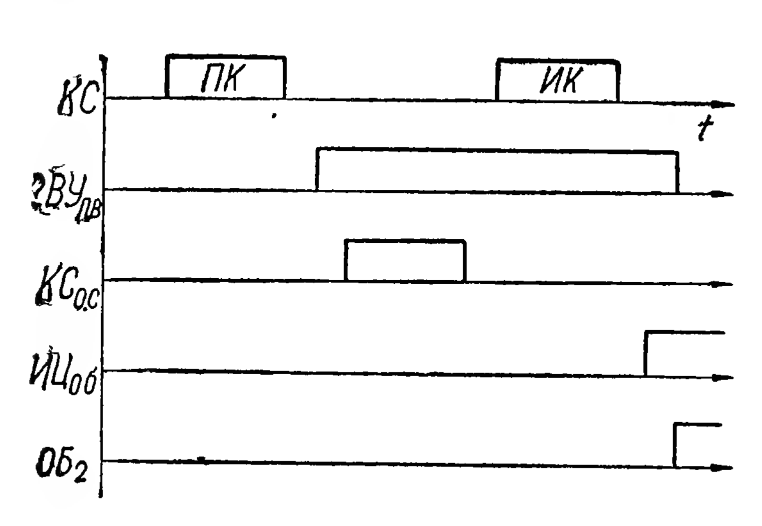


Рис. 63. Временная диаграмма устройства телеуправления с квитированием сигнала:

2ВУ — устройство предварительного выбора второго объекта $ОБ_2$; $ИЦ_{об}$ — исполнительная цепь управления объектами.

Вероятность образования ложных команд

$$p_л \cong p_{л(пр)} p_{л(обр)}, \qquad (6\text{-}42)$$

где $p_{л(пр)}$ и $p_{л(обр)}$ — вероятности ложного приема в прямом канале и в канале обратной связи.

Если принять, что $p_{л(пр)} = p_{л(обр)}$ и воспользоваться данными предыдущего примера, то для частотного кода

$$p_л = (1{,}6 \cdot 10^{-6})^2 = 2{,}5 \cdot 10^{-12},$$

а для временного кода

$$p_л = (1{,}6 \cdot 10^{-4})^2 = 2{,}5 \cdot 10^{-8}.$$

В обоих случаях получаем очень малые вероятности ложного приема. Однако вероятность подавления команды может быть значительной, так как она определяется вероятностью подавления исполнительной части команды. Кроме того информационная обратная связь снижает быстродействие системы примерно в три раза.

Системы с решающей обратной связью применяются при малой вероятности образования ложных команд для уменьшения вероятности их подавления. Эти системы выполняются в двух вариантах: с запросом и с повторением.

В варианте *системы с решающей обратной связью и запросом* в случае обнаружения искажения приказ не выполняется и по каналу обратной связи передается сигнал на его повторение. Так как в телеуправлении преимущественно применяются комплектные коды с обнаружением искажений, то эти искажения могут обнаруживаться в приемном устройстве, например, при помощи числовой защиты.

Поскольку в системах с запросом сигнал на повторение приказа передается только при искажениях, то снижение быстродействия системы незначительно. Определим увеличение средней длительности кодовой комбинации. Если вероятность подавления комбинации вследствие защитного отказа равна $p_п$, то на каждые $N_к$ комбинаций потребуется $p_п N_к$ повторных посылок. Поскольку, $p_п \ll 1$, то искажения повторных посылок можно не учитывать. Следовательно, если учесть также длительность сигналов запроса, то средняя длительность кодовых комбинаций увеличится примерно в $1 + 2\,p_п$ раз. Например, при $p_п = 0{,}01$ средняя длительность кодовых комбинаций увеличится на 2%, что не существенно.

Недостатком рассмотренного варианта системы с решающей обратной связью и запросом является то, что передача сигналов запроса должна осуществляться с высокой достоверностью, так как при его подавлении приказ не будет принят.

В варианте *системы телеуправления с решающей обратной связью и повторением* каждая из кодовых комбинаций повторяется до тех пор, пока не будет принята, после чего по каналу обратной связи передается сигнал на прекращение передачи. Если необходимо последовательно во времени передавать несколько приказов или сигналов о состоянии объектов, то сигнал, передаваемый по каналу обратной связи, используется для переключения передающей аппаратуры на передачу следующей кодовой комбинации. При этом осуществляется оптимизация по длительности передачи в зависимости от уровня помех в канале связи, что компенсирует увеличение общей длительности передачи одной кодовой комбинации за счет времени, затрачиваемого на передачу сигнала по каналу обратной связи.

Наиболее эффективно применение варианта системы телеуправления с решающей обратной связью и повторением при использовании частотного кода на одно сочетание, так как повторение кодовых комбинаций в данном случае осуществляется просто за счет их удлинения.

Повышение вероятности правильного приема за счет применения корректирующих кодов. Как известно, возможность исправления единичных искажений возникает при использовании комбинаций двоичного некомплектного кода, отличающихся не менее чем на три единичных расстояния ($d_к = 3$). Однако, такой код в телеуправлении не применяется, так как при его использовании наряду с повышением вероятности правильного приема (за счет коррекции единичных искажений) увеличивается вероятность неправильного приема за счет возможных двойных искажений, что недопустимо.

Вероятность правильного приема для корректирующего кода при $d_к = 3$ (с исправлением единичных искажений) равна суммарной вероятности отсутствия искажений и вероятности того, что ошибочно принят не более чем один импульс

$$q_{пр} = (1 - p_1)^n + p_1 n (1 - p_1)^{n-1}. \qquad (6\text{-}43)$$

Вероятность подавления равна нулю, так как при количестве искажений более одного происходит неправильный прием. Следовательно, из уравнения (6-38) вероятность неправильного приема

$$p_л = 1 - q_{пр}. \qquad (6\text{-}44)$$

Сравним этот код с аналогичным двоичным нечетным кодом ($d_к=2$), обнаруживающим единичные искажения. Для этого кода при $p_1 \ll 1$

$$q_{пр} = (1 - p_1)^n = 1 - np_1 \quad (6\text{-}45)$$

и

$$p_л = C_n^2 p_1^2. \quad (6\text{-}46)$$

Рассмотрим следующий пример. Предположим, что необходимое число приказов $M = 2^4 = 16$ и $p_1 = 0{,}01$.

Из выражения (5-30) находим, что для корректирующего кода $n = 7$

$$M = \frac{2^n}{n+1} = \frac{2^7}{2^3} = 2^4 = 16.$$

Следовательно, вероятность правильного приема из (6-43)

$$q_{пр} = (1 - 0{,}01)^7 + 7 \cdot 0{,}01\,(1 - 0{,}01)^6 = 0{,}9958,$$

а вероятность неправильного приема (6-44)

$$p_л = 1 - 0{,}9958 = 4{,}2 \cdot 10^{-3}.$$

Для двоичного нечетного кода $n = 4 + 1 = 5$,

$$q_{пр} = (1 - 0{,}01)^5 = 0{,}95,$$

$$p_л = C_5^2 \cdot 10^{-4} = 1 \cdot 10^{-3}.$$

Вероятность подавления (6-38)

$$p_п = 1 - q_{пр} - p_л = 1 - 0{,}95 - 0{,}001 = 4{,}9 \cdot 10^{-2}.$$

Из приведенного примера следует, что при использовании корректирующего кода вероятность неправильного приема примерно в четыре раза больше, чем для двоичного нечетного кода. В действительности эта вероятность возрастает еще в большей степени, так как при ограниченной средней мощности сигнала с увеличением числа импульсов в комбинации уменьшается мощность отдельных импульсов и, следовательно, увеличивается вероятность их искажения.

Очень перспективными являются многоступенчатые частотные и сменнопосылочные корректирующие коды с использованием числовой защиты, так как вероятность ложного приема комбинаций частотного или отдельных посылок сменнопосылочного кода при использовании числовой защиты ничтожно малая (см. пример на стр. 208).

Минимальное расстояние, на которое отстоят одна от другой кодовые комбинации (кодовое расстояние) для частотного кода на одно сочетание равно двум, так как исполь-

зуются комбинации типа f_1f_2 и f_1f_3, отличающиеся между собой только частотой одного импульса. Это также относится к сменнопосылочным частотновременным кодам. Следовательно, эти коды относятся к группе кодов с обнаружением единичных искажений, утеря или добавление одного частотного импульса в кодовых комбинациях которых могут быть обнаружены. Утеря импульсов обнаруживается автоматически, так как посылки с числом импульсов меньшим наперед заданного числа $m_ч$ в качестве кодовых не используются. Для обнаружения добавления частотных импульсов в кодовой комбинации применяются схемы числовой защиты, исключающие набор комбинации при количестве частотных импульсов в посылке большем $m_ч$. В этом случае происходит подавление приказа. При значительном уровне помех в канале связи вероятность подавления кодовой комбинации может быть значительной. Если подавление приказа не является желательным, то можно применять многоступенчатые частотные и сменнопосылочные корректирующие коды. Такого рода корректирующие коды первого порядка исправляют единичные искажения и обнаруживают двойные. Для осуществления этих функций, как известно, кодовое расстояние должно быть равно четырем. Поскольку частотный код на одно сочетание имеет кодовое расстояние, равное двум, то соответствующий корректирующий код должен состоять из двух посылок, для образования которых используются неповторяющиеся комбинации частотного кода. Это двухступенчатый частотный корректирующий код первого порядка, количество комбинаций которого

$$M_2 = \frac{C_{n_ч}^{m_ч}}{2}, \qquad (6\text{-}47)$$

при $C_{n_ч}^{m_ч}$ четном и

$$M_2 = \frac{C_{n_ч}^{m_ч} - 1}{2}, \qquad (6\text{-}48)$$

при $C_{n_ч}^{m_ч}$ нечетном.

Например, при $n_ч = 6$ и $m_ч = 2$

$$M_2 = \frac{C_6^2 - 1}{2} = \frac{15 - 1}{2} = 7.$$

Соответствующие кодовые комбинации

1) f_1f_2, f_3f_4 2) f_1f_3, f_2f_4 3) f_1f_4, f_2f_3 4) f_1f_5, f_2f_6 5) f_1f_6, f_2f_5 6) f_3f_5, f_4f_6 7) f_3f_6, f_4f_5.

Первая и вторая посылки этого кода отличаются всеми частотами, чем достигается более высокая надежность образования и фиксации кода при неисправностях отдельных необщих узлов аппаратуры. Кроме того, разделение посылок паузами не требуется.

Таблица 26

Методика построения комбинаций частотного корректирующего кода

	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_8
f_1	1	2	3	4	5	8	9
f_2	—	3	2	5	4	9	8
f_3	—	—	1	6	7	10	11
f_4	—	—	—	7	6	11	10
f_5	—	—	—	—	14	12	13
f_6	—	—	—	—	—	13	12
f_7	—	—	—	—	—	—	14

Примечание. Комбинации частот, обозначенные одинаковыми цифрами, входят в одну кодовую комбинацию.

Минимальное количество частотных позиций, при которых частотный корректирующий код еще может быть построен, равно $n_ч = 4$. Методика построения кодовых комбинаций при $m_ч = 2$ и $n_ч$ до 8 поясняется табл. 26, а принцип дешифрации двухступенчатого частотного корректирующего кода — рис. 64. Кодовая комбинация поступает на вход дешифратора посылок $ДШ_{пос}$. Далее воздействие по двум цепям через схему «ИЛИ» передается на выход.

Единичные искажения одной из составляющих комбинаций (одной посылки), при наличии числовой защиты, приводят к ее подавлению. В этом случае выбор производится второй парной комбинацией. Таким образом осуществляется исправление единичных искажений. Кодовая комбинация будет

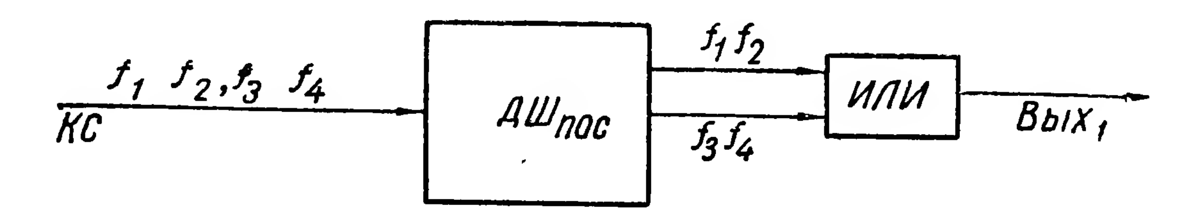


Рис. 64. Упрощенная блок-схема приемника двухступенчатого частотного корректирующего кода.

подавлена только в том случае, если произойдут единичные искажения в обоих посылках. Следовательно, вероятность подавления приказа значительно уменьшается, так как

$$p_{п\,(прик)} = (p_п)^2,$$

где $p_п$ — вероятность подавления одной посылки.

Если требуется значительное количество комбинаций кода, а $n_ч$ увеличивать не желательно, можно применять трехступенчатый частотный корректирующий код типа f_1f_2, f_3f_4 — f_1f_3, f_2f_4, количество комбинаций которого

$$M_3 = C^{n_к}_{\frac{1}{2}C^{m_ч}_{n_ч}} \qquad (6\text{-}49)$$

при $C^{m_ч}_{n_ч}$ четном и

$$M_3 = C^{n_к}_{\frac{1}{2}\left(C^{m_ч}_{n_ч} - 1\right)} \qquad (6\text{-}50)$$

при $C^{m_ч}_{n_ч}$ нечетном.

Здесь $n_к$ — количество комбинаций двухступенчатого частотного корректирующего кода.

Например, при $n_ч = 6$, $m_ч = 2$ и $n_ч = 2$

$$M_3 = C^2_{\frac{1}{2}\left(C^2_6 - 1\right)} = C^2_7 = \frac{7 \cdot 6}{2} = 21,$$

а при $n_ч = 8$

$$M_3 = C^2_{\frac{1}{2}C^2_8} = C^2_{14} = \frac{14 \cdot 13}{2} = 91.$$

Следует отметить, что двойные искажения в комбинациях трехступенчатого корректирующего частотного кода обнаруживаются проще, чем в двухступенчатом.

Значительное количество комбинаций также можно получить при использовании двухступенчатого сменнопосылочного корректирующего кода первого порядка.

Количество комбинаций для кода на сочетания

$$M_2 = \frac{1}{2} C^{n_в}_{C^{m_ч}_{n_ч}}; \qquad (6\text{-}51)$$

при $C^{n_в}_{C^{m_ч}_{n_ч}}$ четном и

$$M_2 = \frac{1}{2} (C^{n_в}_{C^{m_ч}_{n_ч}} - 1) \qquad (6\text{-}52)$$

при $C^{n_в}_{C^{m_ч}_{n_ч}}$ нечетном.

Например, при $n_ч = 6$, $m_ч = 2$ и $n_в = 2$

$$M_2 = \frac{1}{2} (C^2_{C^2_6} - 1) = \frac{1}{2} (C^2_{15} - 1) = 52.$$

В этом коде ипользуются все возможные комбинации частот в том числе и типа f_1f_2, f_1f_3— f_1f_2, f_3f_4. Вследствие того, что в первой и второй комбинациях имеются одинаковые частоты, такой код обладает сравнительно невысокой надежностью образования и фиксации при возможных неисправностях отдельных необщих узлов аппаратуры. Для повышения надежности следует применять только комбинации частот типа f_1f_2, f_1f_3— f_4f_5, f_4f_6. Для такого кода $n_ч \geqslant 6$. При $n_ч = 6$ код может быть образован только при $m_ч = 2$ и $n_в = 2$. В этом случае количество комбинаций типа f_1f_2, f_1f_3— f_4f_5, f_4f_6 определяется из выражения

$$M_2 = \frac{1}{2} \left(C^{n_в}_{C^{m_ч}_{n_ч}} - \frac{1}{n_в} C^{m_ч}_{n_ч} C^{n_в - 1}_{C^{m_ч}_{n_ч - m_ч}} \right), \qquad (6\text{-}53)$$

или

$$M_2 = \frac{1}{2} \left(C^2_{C^2_6} - \frac{1}{2} C^2_6 C^1_{C^2_{6-2}} \right) = \frac{1}{2} \left(C^2_{15} - \frac{15}{2} C^2_4 \right) =$$

$$= \frac{1}{2} (105 - 45) = 30.$$

Соответствующие комбинации приведены в табл. 27.

Таблица 27

Кодовые комбинации двухступенчатого сменнопосылочного корректирующего кода первого порядка

№ по пор.	Комбинации		№ по пор.	Комбинации		№ по пор.	Комбинации	
	1-я	2-я		1-я	2-я		1-я	2-я
1	1—2, 1—3	4—5, 4—6	11	1—3, 1—6	2—4, 4—5	21	1—4, 4—6	2—5, 3—5
2	1—2, 1—4	3—5, 3—6	12	1—3, 2—3	4—6, 5—6	22	1—5, 1—6	2—3, 2—4
3	1—2, 1—5	3—4, 3—6	13	1—3, 3—4	2—5, 5—6	23	1—5, 2—5	3—4, 4—6
4	1—2, 1—6	3—4, 3—5	14	1—3, 3—5	2—4, 4—6	24	1—5, 3—5	2—6, 4—6
5	1—2, 2—3	4—5, 5—6	15	1—3, 3—6	2—5, 4—5	25	1—5, 4—5	2—3, 3—6
6	1—2, 2—4	3—5, 5—6	16	1—4, 1—5	2—3, 2—6	26	1—5, 5—6	2—4, 3—4
7	1—2, 2—5	3—6, 4—6	17	1—4, 1—6	2—3, 2—5	27	1—6, 2—6	3—5, 4—5
8	1—2, 2—6	3—4, 4—5	18	1—4, 2—4	3—6, 5—6	28	1—6, 3—6	2—4, 2—5
9	1—3, 1—4	2—6, 5—6	19	1—4, 3—4	2—5, 2—6	29	1—6, 4—6	2—3, 3—5
10	1—3, 1—5	2—4, 2—6	20	1—4, 4—5	2—6, 3—6	30	1—6, 5—6	2—3, 3—4

Примечание. В таблице указаны номера частотных позиций по порядку.

Следует отметить, что при использовании двухступенчатого сменнопосылочного корректирующего кода первого порядка обнаружение двойных искажений должно осуществляться на выходе дешифратора, что нежелательно. Поэтому в необходимых случаях следует переходить к трехступенчатому коду, что дает также значительное увеличение количества комбинаций

$$M_3 = C_{M_2}^{n_к}. \tag{6-54}$$

При $n_ч = 6$, $m_ч = 2$, $n_в = 2$ и $n_к = 2$

$$M_3 = C_{30}^2 = \frac{30 \cdot 29}{2} = 435.$$

Частотно-временной корректирующий код второго порядка образовывается при использовании сокращенного сменнопосылочного кода с неповторяющимися частотами в комбинациях типа $f_1 f_2$, $f_3 f_4$ и $f_1 f_2$, $f_5 f_6$, общее количество которых

$$M = C_{\frac{n_ч}{m_ч}}^{n_в}.$$

Поскольку кодовое расстояние для такого кода равно четырем, то образуемый на его основе двухступенчатый корректирующий код имеет кодовое расстояние, равное восьми и поэтому способен исправлять двойные искажения и обнаруживать четверные искажения.

Количество его комбинаций

$$M_2 = \frac{1}{2} C_{\frac{n_ч}{m_ч}}^{n_в} \tag{6-55}$$

при $C_{\frac{n_ч}{m_ч}}^{n_в}$ четном и

$$M_2 = \frac{1}{2} \left(C_{\frac{n_ч}{m_ч}}^{n_в} - 1\right), \tag{6-56}$$

при $C_{\frac{n_ч}{m_ч}}^{n_в}$ нечетном.

Например, если $n_ч = 10$, $m_ч = 2$ и $n_в = 2$, то

$$M_2 = \frac{1}{2} C^2_{\frac{10}{2}} = 5.$$

Это комбинации 1) $f_1 f_2$, $f_3 f_4 — f_5 f_6$, $f_9 f_{10}$ 2) $f_1 f_2$, $f_5 f_6 — f_7 f_8$, $f_9 f_{10}$ 3) $f_1 f_2$, $f_7 f_8 — f_3 f_4$, $f_5 f_6$ 4) $f_3 f_4$, $f_9 f_{10} — f_5 f_6$, $f_7 f_8$ 5) $f_1 f_2$, $f_9 f_{10} — f_3 f_4$, $f_7 f_8$.

Более удобен для декодирования трехступенчатый код, количество комбинаций которого

$$M_3 = C^{n_к}_{M_2}. \qquad (6\text{-}57)$$

При $n_ч = 10$, $m_ч = n_в = n_к = 2$

$$M_3 = C^2_{\frac{1}{2} C^2_{\frac{10}{2}}} = C^2_5 = 10.$$

Блок-схема дешифратора трехступенчатого сменнопосылочного корректирующего кода второго порядка не отличается от дешифратора трехступенчатого кода первого порядка.

Глава седьмая

ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И ТИПОВЫЕ УЗЛЫ БЕСКОНТАКТНЫХ СИСТЕМ *ТУ—ТС*

§ 1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА БЕСКОНТАКТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И СИСТЕМ *ТУ—ТС*

Переход на бесконтактные элементы в настоящее время является наиболее прогрессивным направлением развития техники телеуправления. Бесконтактные элементы отличаются повышенной надежностью работы, имеют высокое быстродействие, значительный срок эксплуатации и сравнительно небольшие габариты и малый вес. Бесконтактная аппаратура нормально работает в агрессивных средах, в помещениях с повышенной влажностью или запыленностью, не требует постоянного надзора и частых ревизий. В отличие от контактной аппаратуры бесконтактные системы могут находиться длительно в режиме непрерывной работы практически без снижения их работоспособности.

Из бесконтактных элементов наиболее широко применяются в устройствах *ТУ—ТС* полупроводниковые диоды, транзисторы и магнитные элементы с прямоугольной петлей гистерезиса (*ППГ*). В выходных цепях некоторых устройств используются магнитные усилители в релейном режиме.

Полупроводниковые диоды и транзисторы имеют малые размеры и вес, высокую вибро- и ударостойкость и значительный срок службы. Транзисторы, кроме того, могут работать на низких напряжениях питания при высоком к. п. д.

В устройствах *ТУ—ТС* полупроводниковые диоды применяются при построении логических схем, шифраторов и дешифраторов, а также как вспомогательные элементы вентильного действия.

Транзисторы используются в усилительных, ключевых, логических, триггерных схемах, в распределителях и в ка-

честве генераторов импульсов и синусоидальных колебаний. В переключающих устройствах транзисторы используются в схемах с общим эмиттером. При таком включении транзистор имеет наибольшее усиление по току и одновременно обеспечивает инвертирование фазы напряжения без применения трансформатора.

Магнитные элементы с ППГ выполняются на тороидальных сердечниках из магнитных материалов, петля гистерезиса которых имеет высокую степень прямоугольности. Прямоугольность петли гистерезиса магнитных материалов оценивается отношением остаточной магнитной модуляции B_r к максимальной индукции B_m, при которой происходит магнитное насыщение материала

$$p_п = \frac{B_r}{B_m}.$$

Величина $p_п$ для ППГ колеблется от 0,85 до 0,95. Сердечники магнитных элементов с ППГ применяются двух видов: ленточные из ферромагнитных сплавов и прессованные ферритовые. Ленточные сердечники состоят из некоторого количества витков пермаллоевой или перминварной ленты толщиной от единиц до десятков микрон. Витки ленты свариваются между собой, а затем подвергаются термической обработке с одновременным воздействием внешнего магнитного поля. Затем средечник помещается в пластмассовый корпус, предохраняющий от деформации ленты.

Ферритовые тороидальные сердечники изготовляются методами порошковой металлургии. В качестве материала применяются магний-марганцевые ферриты (MgO, $MnO \cdot Fe_2O_3$).

Ленточные сердечники имеют лучшие магнитные характеристики ($B_m \cong 15\,000$ *гс* и $H_m \cong 2$ *э*), чем ферритовые ($B_m \cong 2400$ *гс*, $H_m \cong 4$ *э* и $H_c = 0{,}35$ *э*). Кроме того, степень прямоугольности $p_п$ ферритовых сердечников в сильных магнитных полях резко падает и зависит от температуры внешней среды. Для ферритовых сердечников ($K = 28$) при повышении температуры на 50° С $p_п$ уменьшается примерно на 5%, одновременно остаточная индукция B_m уменьшается на 10%, а коэрцитивная сила H_c — на 20%.

Однако ферритовые сердечники обладают большим быстродействием, так как в них почти отсутствуют потери на вихревые токи. Время переключения ферритовых сердечников от 0,5 до 1 *мксек*, а ленточных сердечников 6—20 *мксек*. Наиболее широко применяются ферритовые

тороидальные сердечники. Они изготовляются различных размеров с внешним диаметром от 10 до 1,4 *мм* и внутренним соответственно от 5 до 1 *мм*.

§ 2. ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ С ППГ

На сердечнике магнитного элемента с ППГ помещаются две основные обмотки — входная (управления) $W_{вх}$ и выходная (нагрузочная) $W_{вых}$ (рис. 65, *а*).

Первоначальное магнитное состояние сердечника (рис. 65, *а*) характеризуется точкой *1* или 0, в зависимости

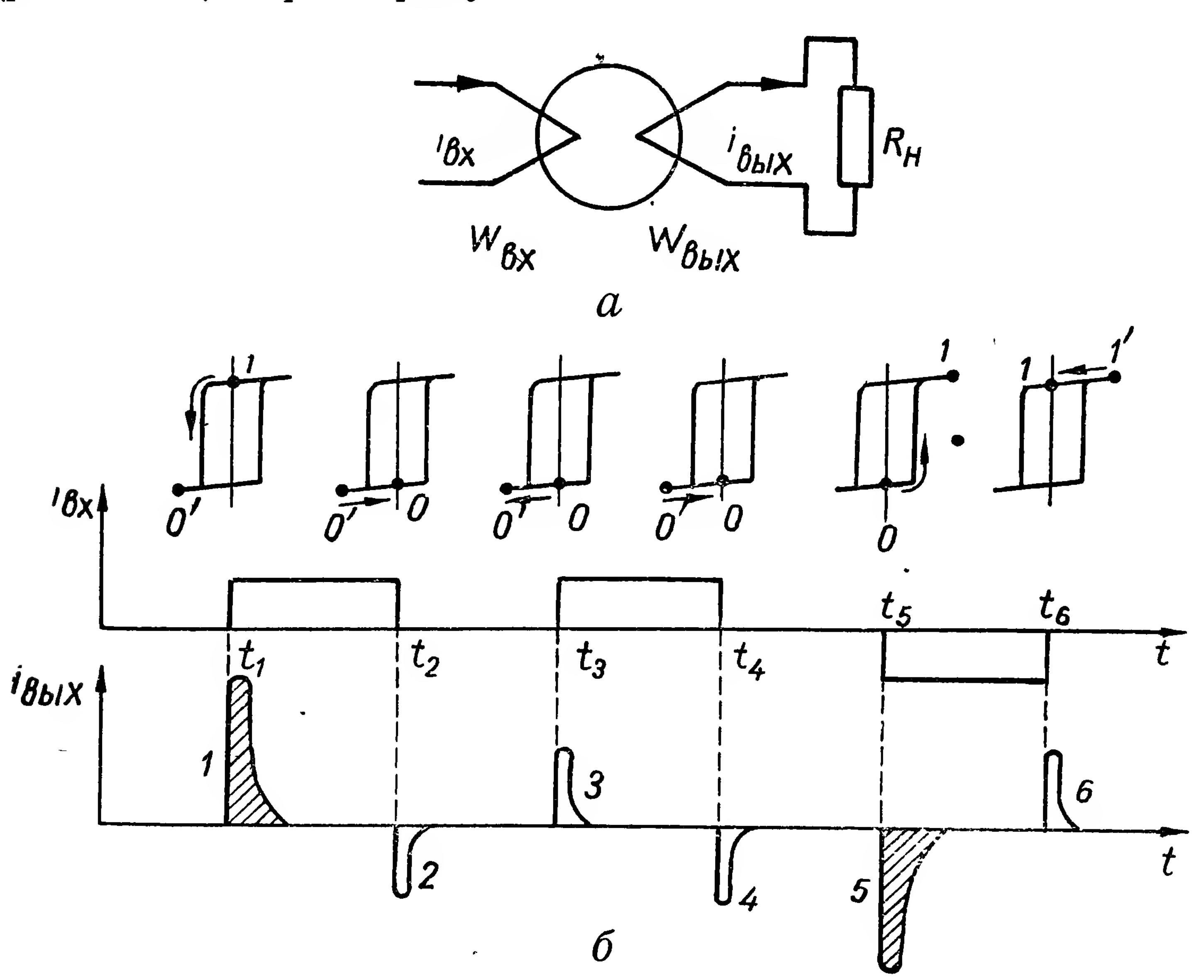


Рис. 65. Схема включения магнитных сердечников с ППГ (*а*) и диаграмма их работы (*б*).

от направления предварительного намагничивания. Допустим, что магнитное состояние сердечника соответствует точке *1* (сердечник перемагничен вверх). Если в момент времени t_1 (рис. 65, *б*) в обмотку $W_{вх}$ подается импульс постоянного тока положительной полярности достаточной величины, то сердечник перемагнитится вниз и состояние

его будет характеризоваться точкой 0′. При этом, вследствие значительного изменения магнитного потока в сердечнике, в выходной обмотке $W_{вых}$ наводится э. д. с. и через сопротивления нагрузки $R_н$ проходит рабочий импульс тока *1*. В момент окончания импульса тока в обмотке управления точка, характеризующая магнитное состояние сердечника, перейдет в положение 0, а в выходной цепи также возникает импульс тока противоположной полярности *2*. Аналогичные импульсы на выходе *3* и *4* возникают в момент времени t_3 и t_4 при поступлении в обмотку управления повторного импульса положительной полярности. Если в обмотку управления $W_{вх}$ поступает затем импульс отрицательной полярности, то сердечник снова перемагнитится вверх и на выходе в моменты времени t_5 и t_6 будут получены импульсы *5* и *6*.

Импульсы *2*, *3* и *4*, *6* меньшей амплитуды и длительности, чем рабочие импульсы *1* и *5* получаются без перемагничивания сердечника за счет не вполне прямоугольной гистерезисной петли его материала. Эти импульсы при построении схем на магнитных элементах с ППГ не являются желательными и поэтому названы паразитными. Соотношение амплитуд между рабочими и паразитными импульсами определяется степенью прямоугольности гистерезисной петли материала сердечника.

Длительность паразитных импульсов получается значительно меньше, чем рабочих импульсов. Это обусловлено малой магнитной проницаемостью материала на пологих участках характеристики сердечника, вследствие чего индуктивность обмотки $W_{вх}$ и постоянная времени ее цепи незначительна. Так как количество электричества в импульсе пропорционально его площади, то паразитные импульсы несут значительно меньшее количество электричества, чем рабочие импульсы.

Магнитные элементы с ППГ в схемах, как правило, применяются с управлением от однополярных импульсов, поэтому паразитные импульсы противоположной полярности по отношению к рабочим легко устраняются включением диодов. Для увеличения соотношения между амплитудой рабочего импульса и паразитного импульса той же полярности применяются конденсаторы (рис. 66, *а*). Предположим, что в исходном состоянии первый сердечник *I* переключен вверх, а второй *II* — вниз. Сдвигающий импульс, подаваемый в цепь обмоток $W'_д$ и $W''_д$ (клемы *1—2*),

перемагничивает сердечник I в положение вниз. При этом в обмотке $W'_{\text{вых}}$ создается положительный рабочий импульс, который через диод $Д_1$ заряжает конденсатор C. Затем конденсатор C разряжается через сопротивление R и входную обмотку $W''_{\text{вх}}$, вследствие чего сердечник II перемагничивается вверх.

Последующий сдвигающий импульс перемагничивает вниз второй сердечник, на выходе которого получается также положительный импульс, поступающий на вход следующей ячейки. Одновременно под воздействием сдвигающего импульса в выходной обмотке $W'_{\text{вых}}$ возникает паразитный импульс положительной полярности, который проходит через диод $Д_1$ и конденсатор C. Поскольку этот импульс несет значительно меньшее количество электричества по сравнению с рабочим, то конденсатор C заряжается незначительно. Последующий разряд конденсатора C на обмотку $W''_{\text{вх}}$ происходит при малом токе, значительно меньшем необходимого для перемагничивания сердечника II.

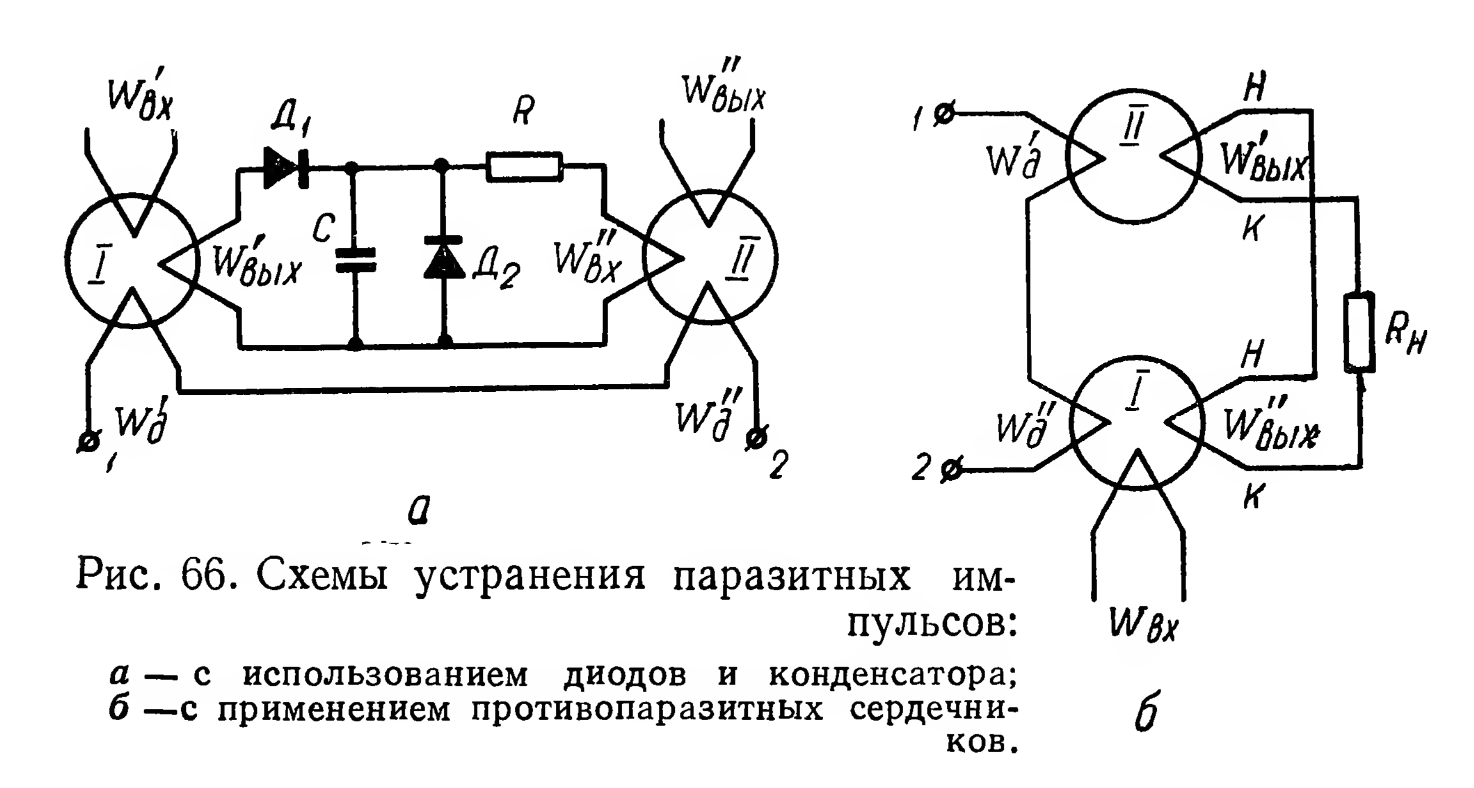


Рис. 66. Схемы устранения паразитных импульсов:

а — с использованием диодов и конденсатора; *б* — с применением противопаразитных сердечников.

Диод $Д_2$ и сопротивление R предотвращают обратное воздействие сердечника II на сердечник I при перемагничивании вниз от сдвигающих импульсов. При этом импульс, который создается в обмотке $W''_{\text{вх}}$ проходит через сопротивление R и диод $Д_2$ помимо обмотки $W''_{\text{вых}}$.

В схеме (рис. 66, *а*) обмотки $W'_{\text{д}}$ и $W''_{\text{д}}$ включены в общую цепь. Поэтому длительность сдвигающего импульса должна быть ограничена, так как этот импульс препятствует перемагничиванию сердечника II током разряда конденсатора C. После перемагничивания сердечника I до оконча-

ния сдвигающего импульса разряд конденсатора *C* происходит вхолостую и если он закончится раньше, чем сдвигающий импульс, то сердечник *II* не перемагнитится. Поэтому сопротивление *R* служит также для увеличения постоянной времени разряда конденсатора *C*.

Практически полную компенсацию паразитных импульсов получают при использовании противопаразитных сердечников (рис. 66, *б*). Выходные обмотки двух одинаковых сердечников *I* и *II* с общей сдвигающей обмоткой включаются навстречу. Основной сердечник *I*, кроме того, имеет входную обмотку $W_{вх}$. Противопаразитный сердечник *II* всегда перемагничен вниз.

Сдвигающие импульсы стремятся перемагнитить сердечники вниз, а импульсы, подаваемые во входную обмотку $W_{вх}$ сердечника *I*, перемагничивают его вверх.

Когда основной сердечник *I* перемагничен вниз, то возникающие под действием сдвигающего импульса паразитные э. д. с. в выходных обмотках $W'_{вых}$ и $W''_{вых}$ взаимно компенсируются, а если перемагничен вверх, то на выходной обмотке $W''_{вых}$ возникает э. д. с. значительно большей величины, чем паразитная э. д. с. на обмотке $W'_{вых}$. Вследствие этого через сопротивление нагрузки $R_н$ проходит импульс тока.

При переключении магнитного элемента с ППГ в его обмотке возникает э. д. с. обратной полярности, в результате чего входное сопротивление переключаемого элемента увеличивается в десятки раз. Для уменьшения мощности управляющих импульсов магнитные элементы с ППГ часто используются в схемах совместно с транзисторами. При этом схемы значительно упрощаются вследствие уменьшения количества диодов, конденсаторов и сопротивлений.

Наиболее простая схема феррит-транзисторной ячейки приведена на рис. 67, *а*. При перемагничивании сердечника на базу транзистора подается отрицательное напряжение по отношению к эмиттеру. Вследствие этого транзистор открывается и в коллекторной цепи через сопротивления нагрузки $R_{н_1}$ и $R_{н_2}$ проходит значительный импульс тока, усиленный транзистором.

Паразитный импульс обратной полярности запирает транзистор, и ток через нагрузку не проходит. С сопротивления $R_{н_2}$ снимается положительный импульс, а с сопротивления $R_{н_1}$ — отрицательный. Длительность ипульсов пропорциональна числу витков выходной обмотки $W_{вых}$, что

используется для образования импульсов заданной длительности.

Схема (рис. 67, *б*) обладает большей чувствительностью вследствие введения положительной обратной связи $W_{ос}$. Если сердечник находится в одном из двух насыщенных состояний, проницаемость магнитного материала низкая и усиление цепи обратной связи меньше единицы. Однако на изгибе кривой петли гистерезиса магнитная проницаемость высокая и усиление цепи обратной связи значительно больше единицы. Вследствие этого насыщение сердечника

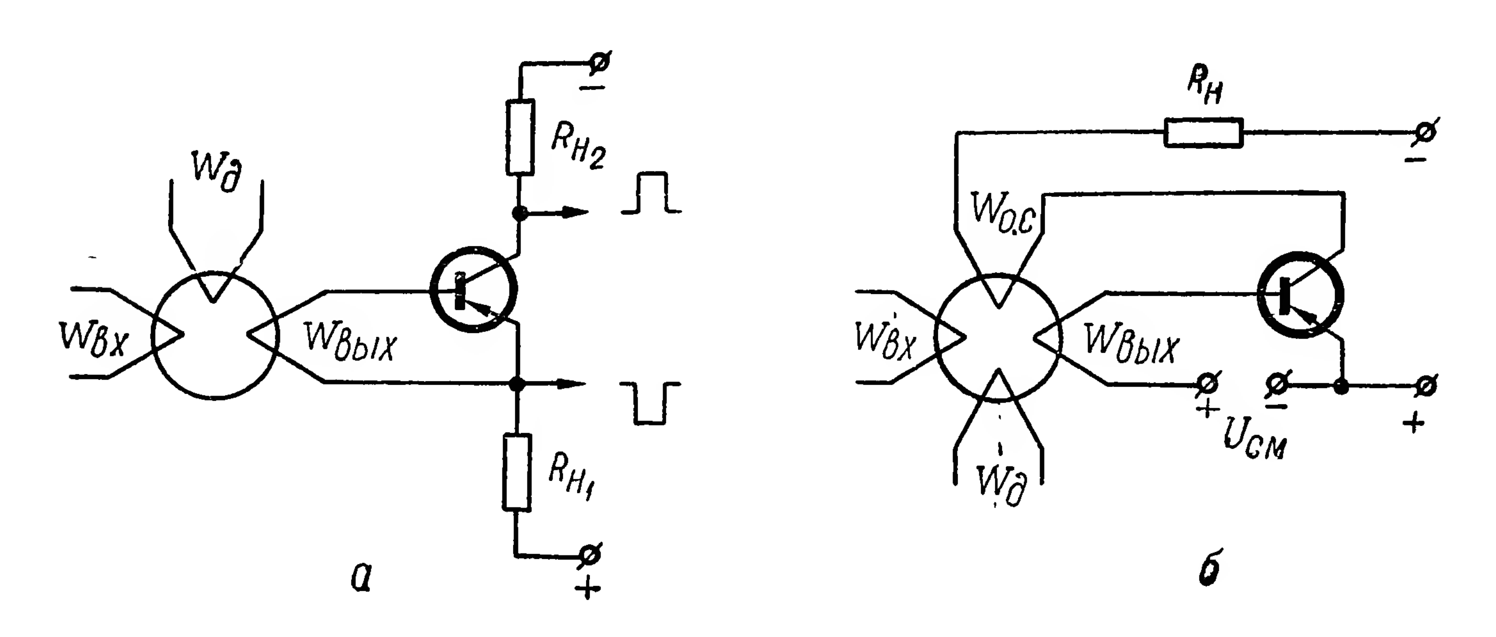


Рис. 67. Схемы феррит-транзисторных ячеек:
а — простая схема; *б* — схема с использованием положительной обратной связи.

осуществляется по цепи обратной связи коллекторным током транзистора. В результате для перемагничивания сердечника необходима напряженность поля несколько большая, чем величина коэрцитивной силы $H_с$, тогда как в схеме (рис. 67, *а*) для полного перемагничивания сердечника необходимо поле величиной H_m. Следовательно, в схеме (рис. 67, *б*) чувствительность по ампервиткам увеличивается более чем в 10 раз, так как для ферритовых сердечников

$$\frac{H_m}{H_с} = \frac{4}{0,35} \cong 11.$$

Для подавления паразитных импульсов той же полярности, что и рабочие, на основание транзистора подается положительное смещение $U_{см}$.

§ 3. ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ НА БЕСКОНТАКТНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

Логические схемы выполняют логические операции сложения (схема *ИЛИ*), умножения (схема *И*), а также инверсии или отрицания (схема *НЕ*)* . В структурных схемах устройств *ТУ—ТС* логические звенья изображаются в виде прямоугольников в середине которых помещается соответствующая надпись. Входы и выходы обозначаются в виде стрелок, направленных в сторону прямоугольника или от него.

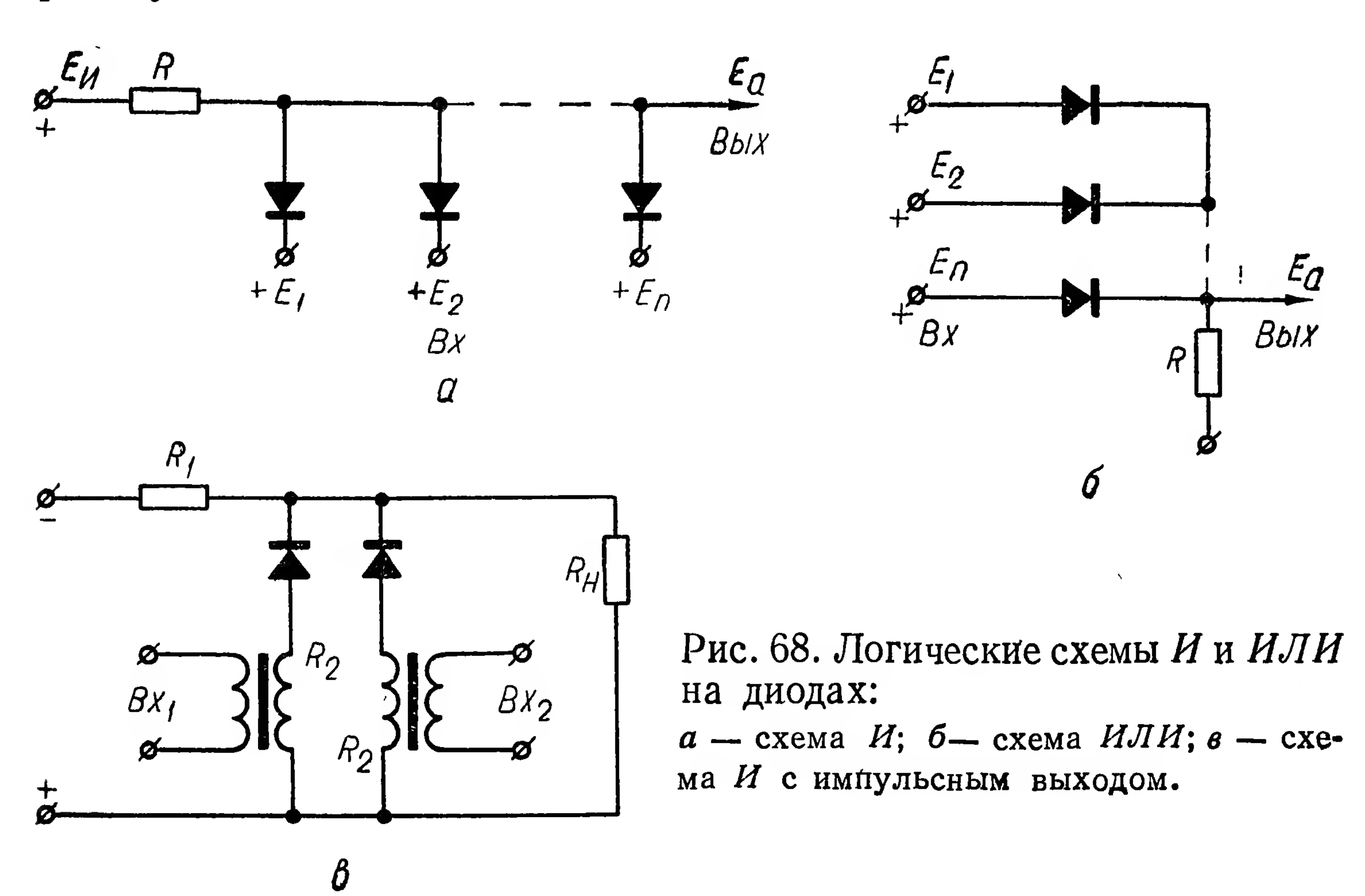


Рис. 68. Логические схемы *И* и *ИЛИ* на диодах:
а — схема *И*; *б* — схема *ИЛИ*; *в* — схема *И* с импульсным выходом.

Бесконтактные логические схемы, используемые в устройствах *ТУ—ТС*, выполняются на вентильных элементах, транзисторах и магнитных элементах с ППГ. Наиболее простые логические схемы *И*, *ИЛИ* на вентильных элементах с использованием полупроводниковых диодов (рис. 68 *а*, *б*). В схеме *И* (рис. 68, *а*) выходной сигнал E_a появляется только тогда, когда входные сигналы E_1, E_2,..., E_n имеются на всех без исключения входах, так как при этом все диоды будут заперты. Поэтому эта схема называется также схемой совпадения (1 · 1 · 1 = 1). При отсутствии напряжения хотя бы на одном из входов цепь тока замыкается через соответствующий диод и напряжение на

* См. приложение I.

выходе практически отсутствует. Это соответствует логической формуле $1 \cdot 1 \cdot 0 = 0$.

В звене *ИЛИ* (рис. 68, *б*) выходной сигнал появляется при наличии сигнала хотя бы на одном входе, что соответствует логической формуле $1 + 0 = 1$. В этой схеме диоды служат для разделения входных цепей.

Следует отметить, что каждая из схем *И* и *ИЛИ* может выполнять операции *ИЛИ* или *И* в зависимости от того

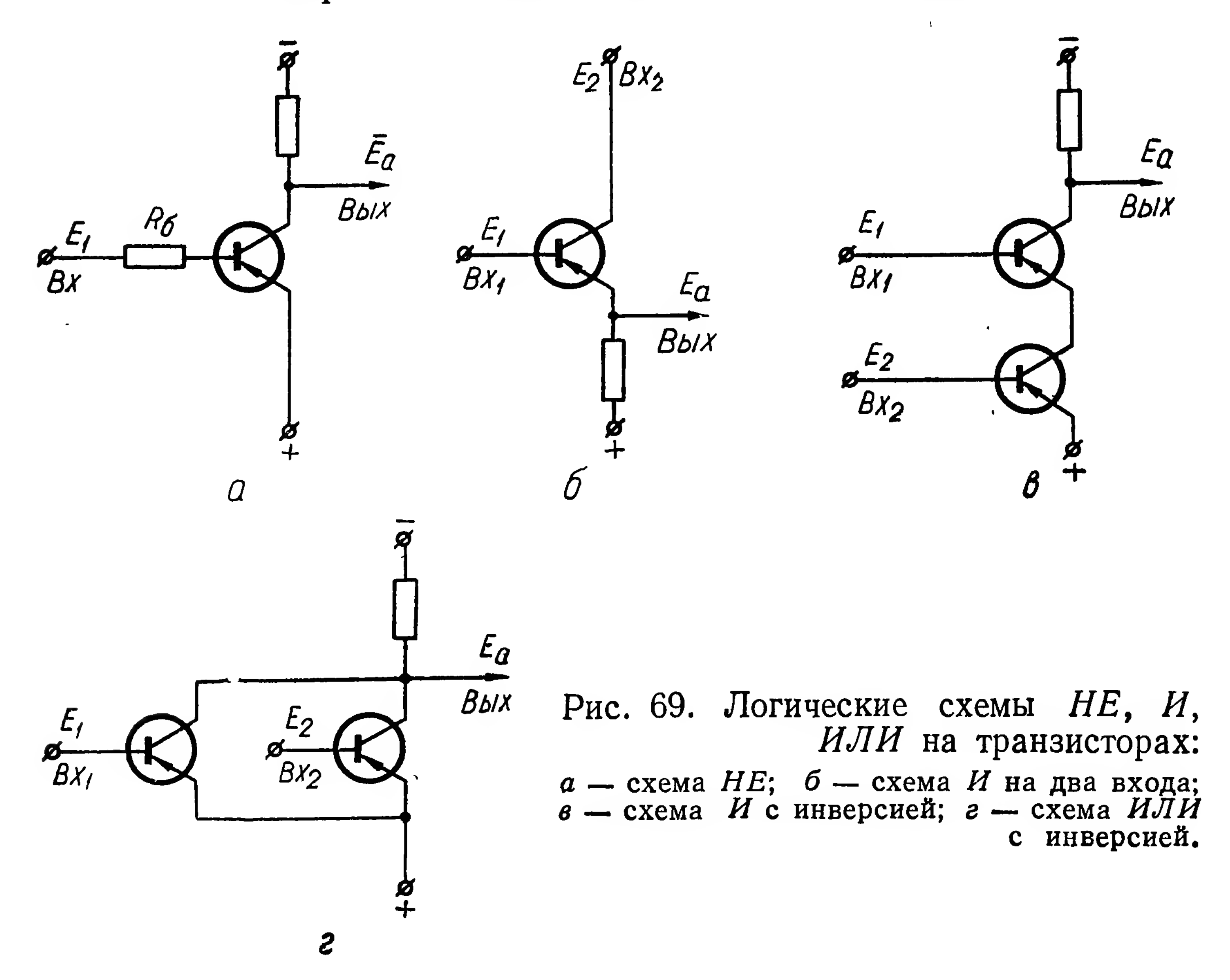


Рис. 69. Логические схемы *НЕ*, *И*, *ИЛИ* на транзисторах:

а — схема *НЕ*; *б* — схема *И* на два входа; *в* — схема *И* с инверсией; *г* — схема *ИЛИ* с инверсией.

какое состояние сигнала на выходе принято за 1. Например, схема *И* (рис. 68, *а*) будет выполнять операцию *ИЛИ*, если за 1 примем сигнал, который ранее принимался за 0, так как появление 0 на любом хотя бы одном входе приводит к появлению нуля на выходе.

Практическая схема *И* на диодах с импульсным выходом приведена на рис. 68, *в*. В исходном состоянии ток в цепи нагрузки близок к нулю, так как $R_2 \ll R_н$. При одновременной подаче на входы Bx_1 и Bx_2 импульсов соответствующей полярности оба диода запираются и на выходе схемы возникает импульс тока.

Логические схемы на диодах обладают тем недостатком, что сигналы, проходящие через них значительно ослаб-

ляются. Этого недостатка не имеют схемы на транзисторах (рис. 69). Схема инверсии (*НЕ*) сравнительно просто выполняется на одном транзисторе с общим эмиттером (рис. 69, *а*). Когда на входе напряжение положительно, то транзистор заперт и выходное напряжение равно отрицательному напряжению коллектора. При отрицательном напряжении на входе транзистор открыт и напряжение на выходе близко к положительному напряжению эмиттера.

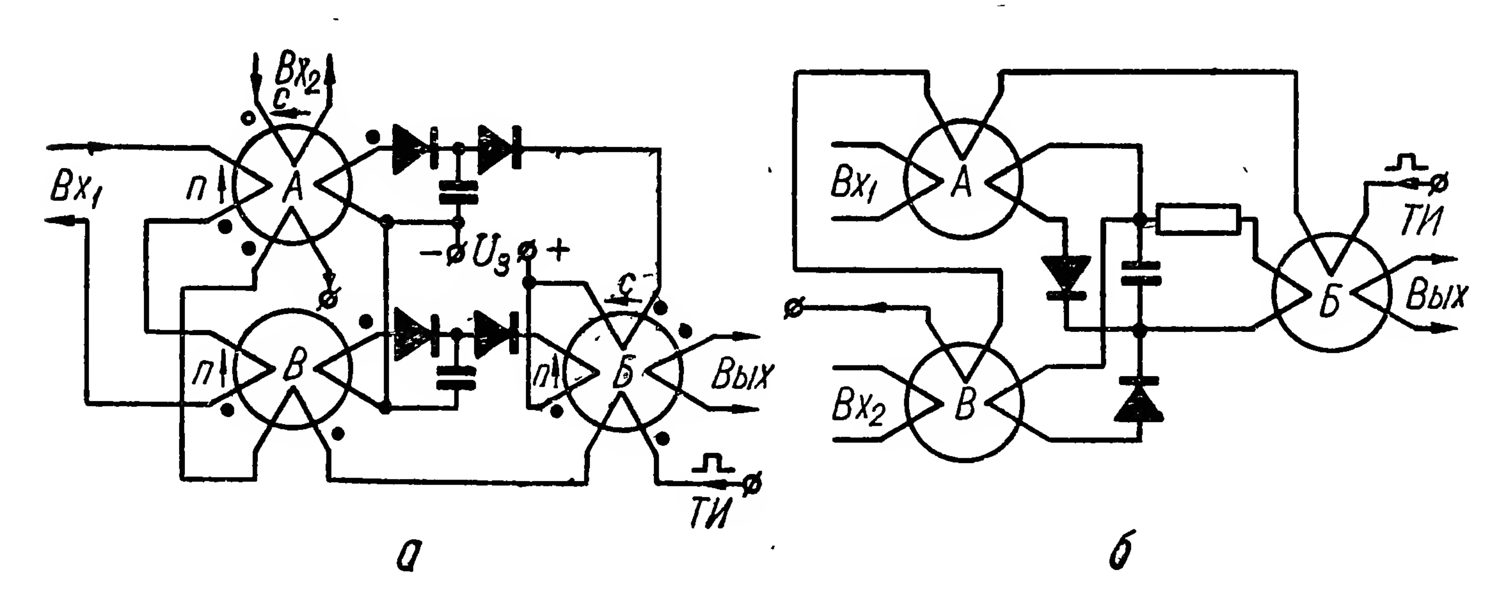


Рис. 70. Логические схемы на магнитных элементах ППГ: *а* — схема *И*; *б* — схема *ИЛИ*.

Схема *И* на два входа также выполняется на одном транзисторе (рис. 69, *б*). Отрицательное напряжение на выходе E_a возникает при одновременной подаче на оба входа отрицательных напряжений E_1 и E_2.

При последовательном включении нескольких транзисторов, нормально находящихся в закрытом состоянии, образуется схема *И* с инверсией, а при параллельном — схема *ИЛИ* с инверсией (рис. 69, *в*, *г*). В схеме *И* сигнал на выходе появляется только при поступлении сигналов на оба входа, а в схеме *ИЛИ* — при поступлении сигнала на один из входов. В схемах с транзисторами (рис. 69, *в*, *г*) одновременно с операциями *И* и *ИЛИ* выполняется также операция инверсии входных переменных, так как входные сигналы должны быть отрицательными, а выходные сигналы получаются положительными. Следовательно, схема (рис. 69, *в*) выполняет логическую операцию

$$E_a = \bar{E}_1 \bar{E}_2, \quad (7\text{-}1)$$

а схема (рис. 69, *г*)

$$E_a = \bar{E}_1 + \bar{E}_2. \quad (7\text{-}2)$$

Логические схемы на магнитных элементах с ППГ применяются в импульсных схемах, так как выдают на выходе только кратковременные импульсы. Особенностью этих схем является также возможность длительного запасения информации с последующей ее выдачей. На рис. 70 *а*, *б* приведены схемы *И* и *ИЛИ* на два входа, выполненные на трех магнитных элементах с ППГ. В схеме рис. 70, *а* выходной импульс сердечника *А* перемагничивает сердечник *Б* в состояние 0, а выходной импульс сердечника *В* — в состояние 1. Импульс, поступающий на Bx_1 перемагничивает в состояние 1 оба сердечника *А* и *В*, а импульс, поступающий на Bx_2 перемагничивает сердечник *А* в состояние 0. Следовательно, при одновременном поступлении импульсов на оба входа перемагничивается в состояние 1 только сердечник *В*. В исходном состоянии все сердечники тактовыми импульсами *ТИ* переключены в состояние 0. Если импульс поступит только на Bx_1, то сердечники *А* и *В* переключатся в состояние 1. После окончания следующего тактового импульса на входы сердечника *Б* поступят одновременно два импульса с сердечников *А* и *В*, действие которых взаимно компенсируется. Сигнал на выходе сердечника *Б* не появится также при поступлении импульса только на Bx_2. Только в том случае, если импульсы одновременно поступят на Bx_1 и Bx_2 сердечник *В* переключится в состояние 1. При поступлении тактового импульса сердечник *В* переключается в состояние 0, а по окончании тактового импульса переключит сердечник *Б* в состояние 1, который в следующий такт выдаст импульсы на выход схемы. В схеме *ИЛИ* (рис. 70, *б*) каждый входной импульс перемагничивает свой сердечник в состояние 1, а выходные импульсы этих сердечников каждый в отдельности или оба вместе перемагничивают сердечник *Б* в состояние 1 при помощи общего конденсатора *С*.

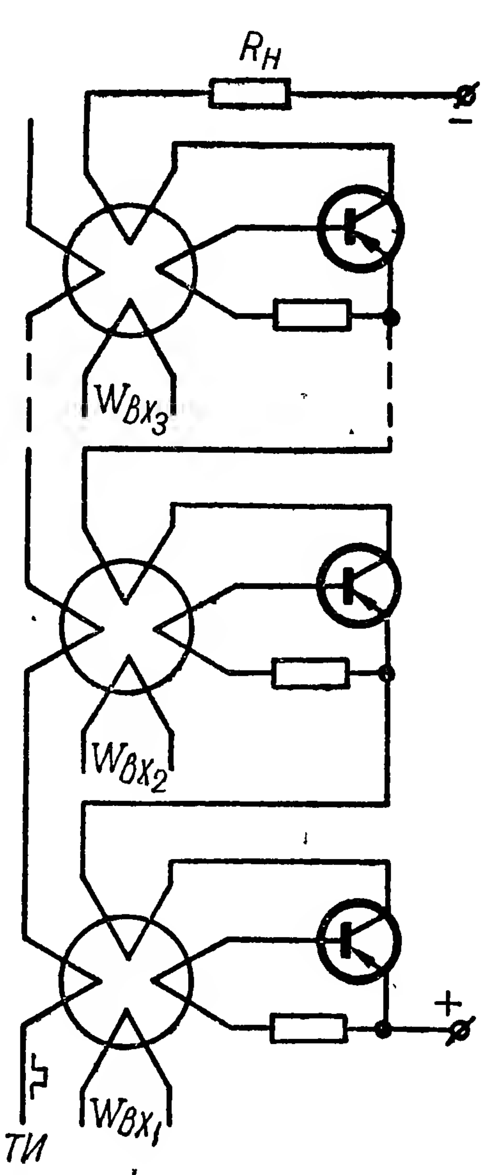


Рис. 71. Логическая схема *И* на феррит-транзисторных ячейках.

Сравнительно простая схема *И* (рис. 71) выполненная

на феррит-транзисторных ячейках, включенных последовательно. Если импульсы тока поступают во входные обмотки $W_{вх}$ всех ячеек, то при считывании все транзисторы открываются и импульс тока проходит через нагрузку $R_н$. В противном случае импульс на выходе схемы отсутствует.

§ 4. БЕСКОНТАКТНЫЕ РЕЛЕ И ФОРМИРОВАТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ

Бесконтактные реле используются в устройствах *ТУ—ТС* в качестве выходных и промежуточных запоминающих узлов.

Бесконтактное магнитное реле. Бесконтактное магнитное реле представляет собой магнитный усилитель в релейном режиме, получающийся при положительной обратной связи большей единицы. На рис. 72 приведена схема и характеристика бесконтактного магнитного реле с внутренней и внешней положительной обратной связью. Когда ток $I_{у_1}$ (рис. 72, *а*) в обмотке управления $W_{у_1}$ станет больше $I_{ср}$, то ток в нагрузке возрастает до величины $I_{ном}$ (рис. 72, *б*). При этом выходное реле *Р* сработает (так, как $I_{ср(р)} < I_{ном}$) и останется в таком состоянии и после прекращения тока управления. Если импульс, соответствующей амплитуды,

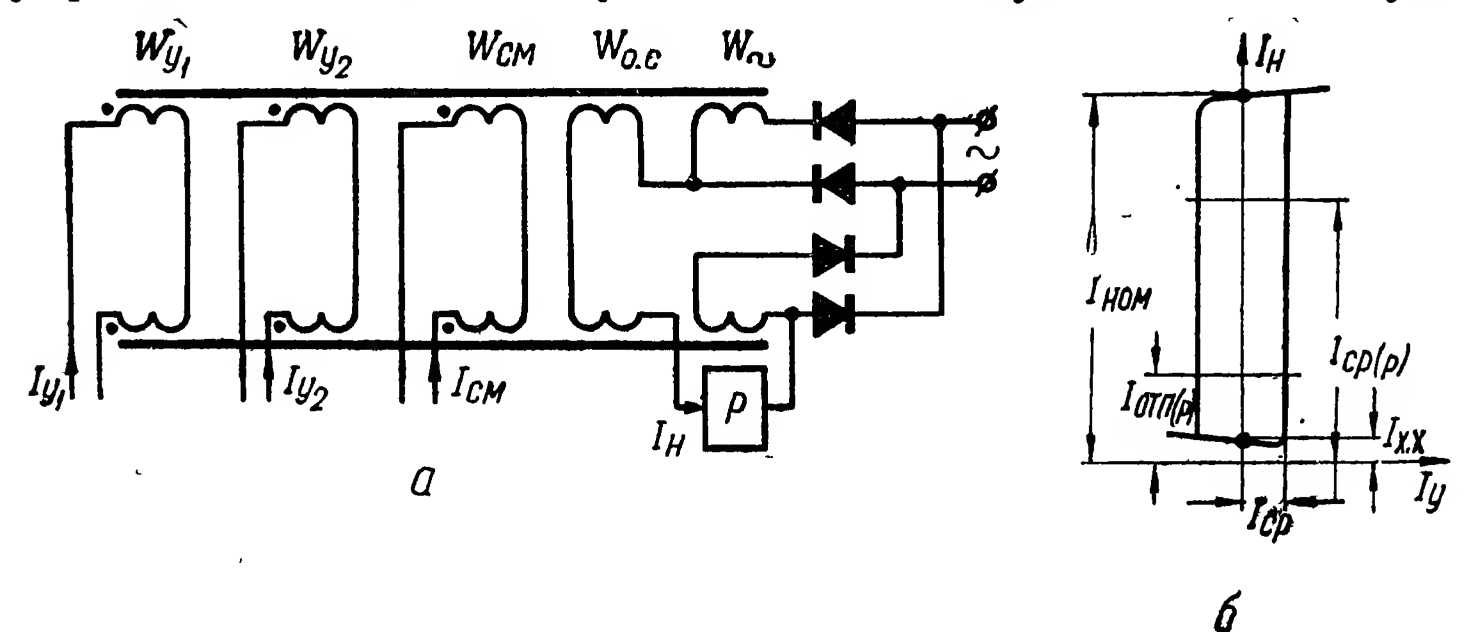


Рис. 72. Бесконтактное магнитное реле с внутренней и внешней положительной обратной связью:
а — схема; *б* — характеристика.

будет подан в обмотку $W_{у_2}$, то величина тока на выходе магнитного реле уменьшится до $I_{х.х}$ и выходное реле *Р* отпустит (так как $I_{отп(р)} \gg I_{х.х}$). Вместо реле в схеме (рис. 72, *а*) может быть включена сигнальная лампа.

Ферротранзисторные генераторные реле. Ферротранзисторные генераторные реле представляют собой управляемые релаксационные генераторы с индуктивной связью.

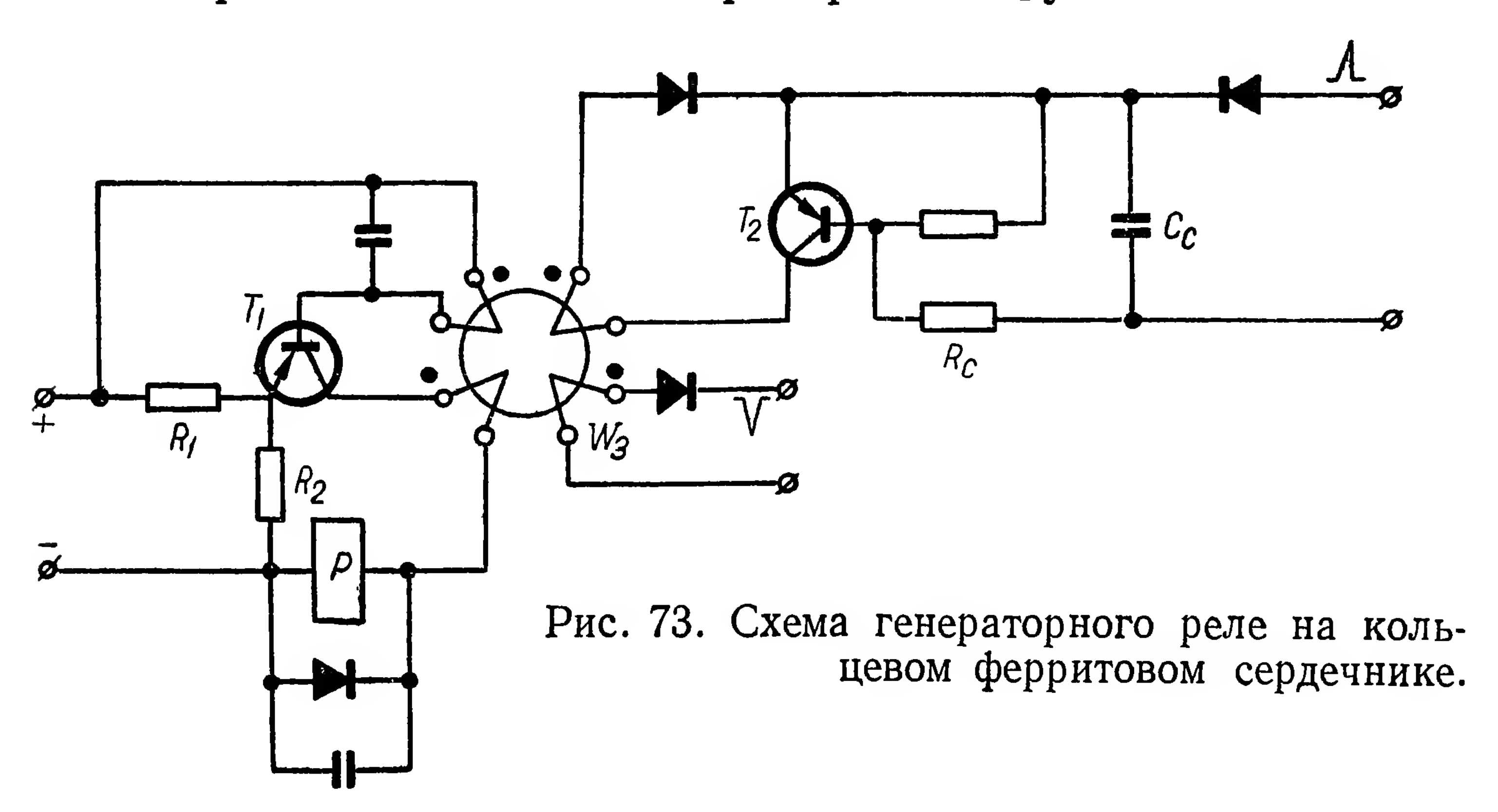


Рис. 73. Схема генераторного реле на кольцевом ферритовом сердечнике.

Принципиальная схема генераторного реле на кольцевом ферритовом сердечнике приведена на рис. 73. Если транзистор T_1 закрыт, то вследствие наличия порога отпирания, помехи малой амплитуды не могут его открыть и вывести схему из состояния холостого хода. При этом ток в обмотке выходного реле P практически равен нулю. Если в обмотку запуска $W_з$ подается кратковременный импульс, соответствующей полярности, то транзистор T_1 открывается, в схеме возникают незатухающие колебания, при этом ток в обмотке реле P значительно возрастает и оно срабатывает. Для выключения реле в цепь базы транзистора T_2 необходимо подать импульс тока. Когда транзистор T_2 открывается, то обмотка сброса $W_{сб}$ шунтируется, колебания в схеме срываются и реле P отпускает.

Конденсатор C_c и сопротивление R_c в цепи базы транзистора T_2 служат для увеличения длительности открытого состояния транзистора T_2 при управлении кратковременными импульсами, так как для надежного срыва колебаний необходимо, чтобы время воздействия было не менее длительности нескольких колебаний в схеме. Сопротивления R_1 и R_2 в цепи эмиттера транзистора T_1 предназначены для температурной стабилизации схемы реле. При использовании сердечника Ф1000 $18\times10\times4$ и транзисторов T_1— П201, T_2— П14 на выходе может включаться промежуточное реле МКУ-48.

Триггер на транзисторах. В качестве бесконтактного выходного реле в устройствах *ТУ—ТС* применяется триггер на транзисторах с диодными связями, схема которого приведена на рис. 74. В этой схеме вследствие применения диодов $Д_с$ ток базы открытого транзистора не замыкается через нагрузку $R_н$ другого закрытого транзистора, а протекает по сопротивлениям $R_с$ и R_1. Этим обеспечивается полный перепад напряжения на выходах, близкий к напряжению источника питания. При использовании транзисторов типа П201—203 в качестве нагрузки в коллекторные цепи включаются промежуточные реле или сигнальные коммутаторные лампы.

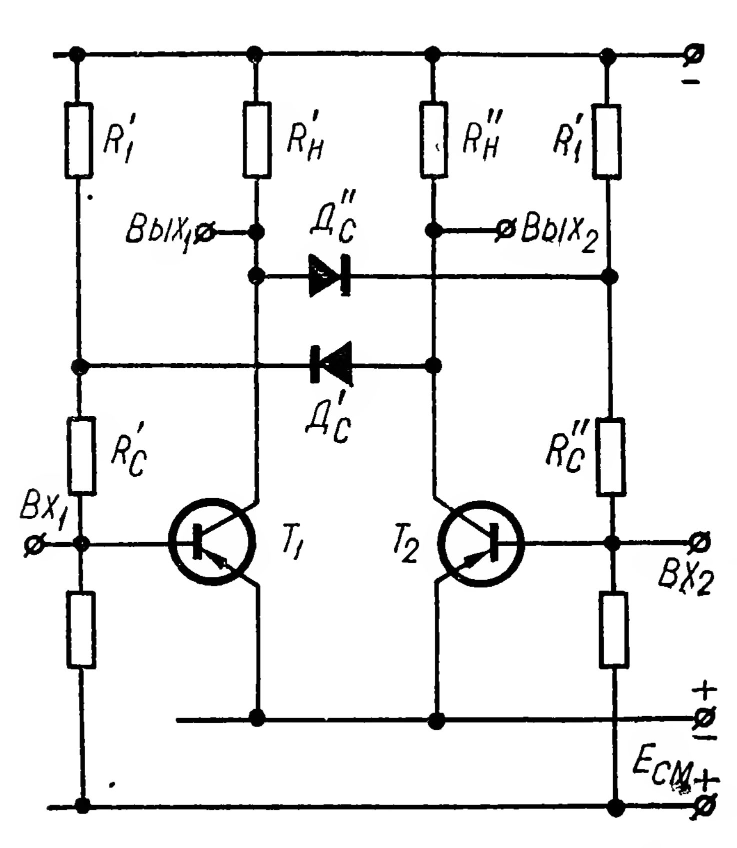


Рис. 74. Триггер на транзисторах.

Триггер на транзисторах с одним устойчивым состоянием. Триггер с одним устойчивым состоянием (триггер Шмитта) представляет собой триггер, у которого одна из связей между транзисторами

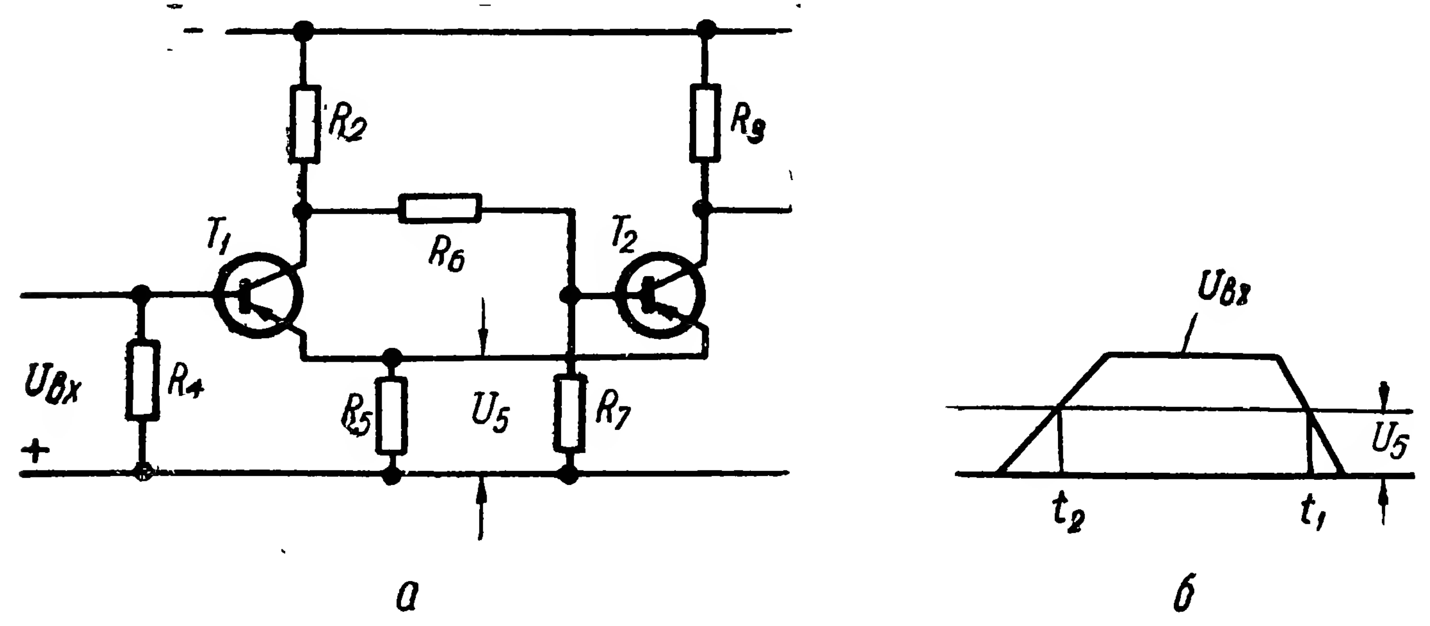


Рис. 75. Триггер Шмитта:

а — схема с автоматическим смещением; *б* — характеристика срабатывания.

отсутствует. Триггер Шмитта используется для фиксации амплитуды импульса, а также для формирования искаженных импульсов.

Схема триггера Шмитта с автоматическим смещением приведена на рис. 75, *а*. В первоначальном состоянии

схемы транзистор T_1 закрыт, а T_2— открыт, так как на его базу подается отрицательное смещение, вследствие падения напряжения на сопротивлении R_7 делителя (R_2R_6) R_7. Ток транзистора T_2 создает на сопротивлении R_5 положительное смещение U_5, запирающее транзистор T_1.

Ток входной цепи создает на сопротивлении R_4 падение напряжения, отрицательное относительно базы транзистора T_1. Если это напряжение станет больше положительного смещения на сопротивлении R_5, то транзистор T_1 откроется, а T_2 закроется (момент t_1, рис. 75, *б*). При уменьшении входного напряжения $U_{вх}$ ниже U_5 схема снова приходит в исходное состояние (t_2, рис. 75, *б*).

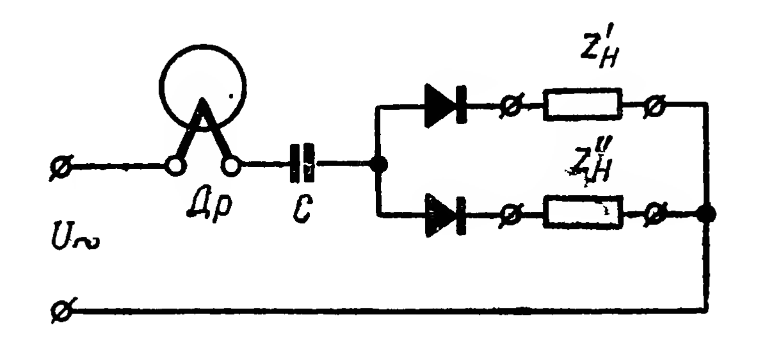


Рис. 76. Схема феррорезонансного формирования импульсов.

Феррорезонансный формирователь импульсов. Феррорезонансный формирователь импульсов предназначен для преобразования синусоидального тока в кратковременные двухполярные импульсы с крутым фронтом и большой амплитудой. Формирователи импульсов применяются для питания цепей движения распределителей в бесконтактных устройствах *ТУ—ТС* с временным разделением импульсов.

Формирователь состоит из последовательно соединенных нелинейного дросселя *Др* и конденсатора *С* (рис. 76). Дроссель выполняется с сердечником из ленточного пермаллоя с прямоугольной петлей гистерезиса (50НП). В схеме (рис. 76) сердечник работает с насыщением. При изменении полярности синусоидального напряжения $U\sim$, питающего схему, сердечник перемагничивается. До насыщения сердечника почти все напряжение $U\sim$ прилагается к обмотке дросселя *Др*, и ток в цепи незначителен. В момент насыщения сердечника падение напряжения на обмотке дросселя резко уменьшается, и ток в цепи нагрузки $z'_н$ скачком увеличивается. Затем по мере заряда конденсатора *С* ток уменьшается до нуля приблизительно по экспоненциальному закону с малой постоянной времени. На следующем полупериоде конденсатор заряжается в обратном направлении и импульс тока замыкается по цепи нагрузки $z''_н$.

§ 5. МАТРИЧНЫЕ СХЕМЫ

Матричные схемы отличаются от обычных схем способом соединения элементов, который используется при графическом изображении. В устройствах *ТУ—ТС* применяются прямоугольные матрицы, образуемые вертикальными (входными) и горизонтальными (выходными) шинами. Название матриц определяется теми элементами, которые используются для соединения входных и выходных шин, а правило, по которому осуществляются эти соединения, определяет тип матрицы. По выполняемой функции матрицы, применяемые в комбинационных устройствах *ТУ—ТС*, делятся на шифраторные и дешифраторные.

Шифраторные матрицы. Шифраторные матрицы применяются в шифраторах устройств *ТУ—ТС* для преобразования единичных входных воздействий в определенную комбинацию воздействий на выходе, определяемую принятым методом кодообразования.

Количество входных шин шифраторной матрицы равно числу комбинаций кода, а количество выходных шин — числу импульсов в кодовой комбинации (для двоичного кода и кода на одно сочетание с посылкой полной серии импульсов при $K = 2$), числу качественных признаков (для сменнокачественных кодов) или числу частотных позиций (для частотных и сменнопосылочных кодов).

Элементы, используемые в шифраторной матрице для соединения вертикальных и горизонтальных шин, должны иметь значительное сопротивление в обоих направлениях. Поэтому в качестве соединительных элементов часто используются постоянные сопротивления и такие матрицы называют матрицы сопротивлений.

На рис. 77 приведены схемы матрицы сопротивлений M_c типа C_n^m (при $m = 2$).

Количество входных (вертикальных) шин матрицы равно числу сочетаний из n по m, а выходных (горизонтальных) — числу n. Входные и выходные шины матрицы (рис. 77, *а*) соединены между собой сопротивлениями R по правилу сочетаний.

При подаче напряжения на один из входов Bx матрицы рабочий ток проходит через m выходных цепей, в соответствии с заданной комбинацией кода. Например, при подаче напряжения на Bx_1 рабочий ток $I_р$ проходит через сопротивления $R_н'$ и $R_н''$ (рис. 77, *б*). Так как ток одновременно

проходит и по ложным цепям (ток $I_л$ через сопротивление $R_н'''$), то для нормальной работы матрицы необходимо, чтобы

$$R \gg R_н.$$

Максимальное значение

$$I_л = I_р \frac{R_н}{2R} m. \quad (7\text{-}3)$$

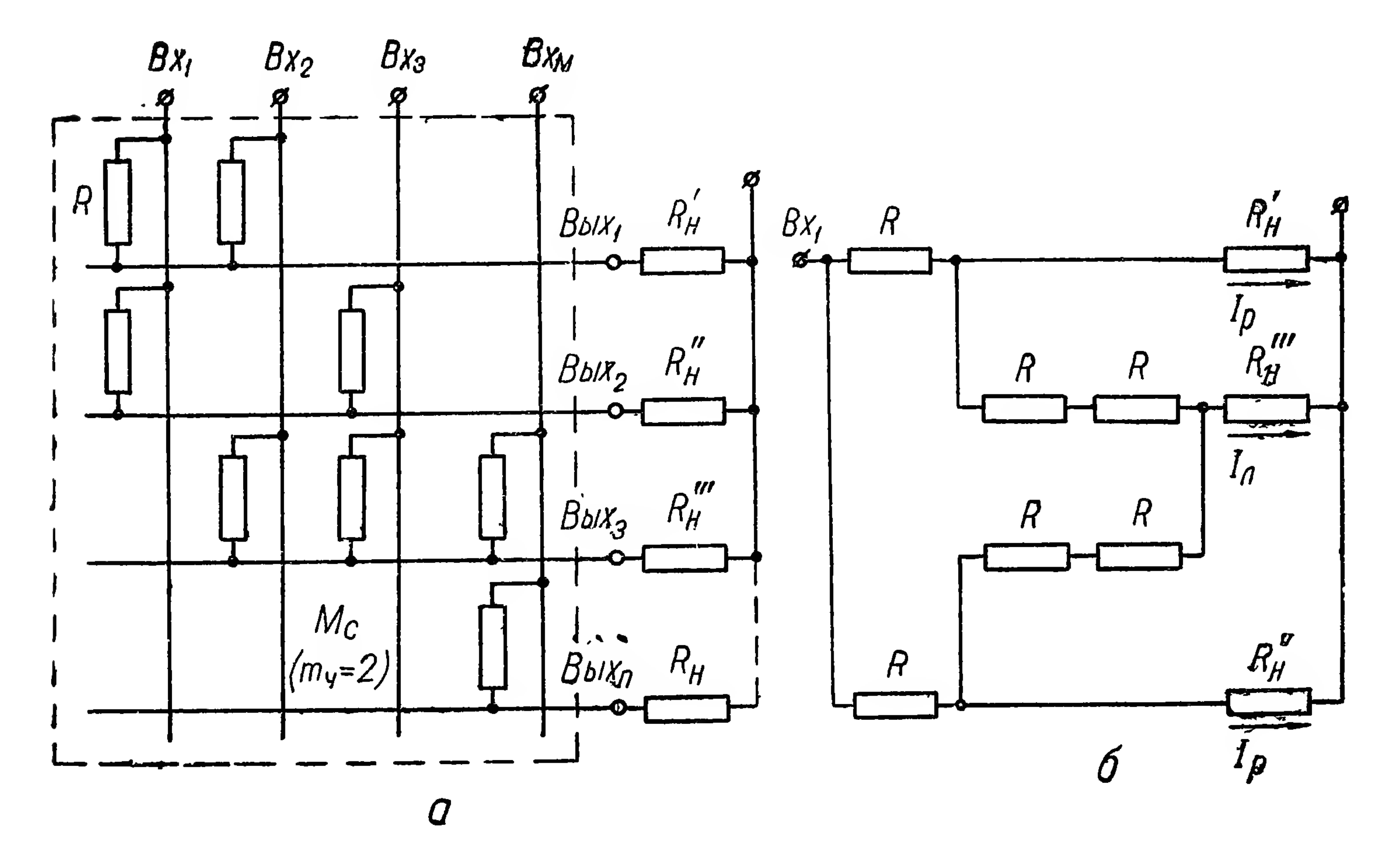


Рис. 77. Схемы матрицы сопротивлений типа C_n^2:
а — принципиальная; *б* — замещения для одной входной цепи.

Значение тока $I_л$ не должно превышать (0,02 — 0,05) $I_р$. При этом $R = (10 - 25)\, mR_н$.
Если $m = 2$, то

$$R = (20 - 50)\, R_н. \quad (7\text{-}4)$$

Если сопротивление нагрузок $R_н$ значительной величины, а входное напряжение ограничено, то последовательно с сопротивлениями R матрицы M_c включают диоды. Тогда величина сопротивлений R может быть уменьшена, так как в этом случае

$$I_л = I_р \frac{R_н m}{2R + R_{обр}}, \quad (7\text{-}5)$$

где $R_{обр}$ — обратное сопротивление диода.

Обычно в выходных цепях матрицы сопротивлений вместо сопротивлений $R_н$ включаются транзисторные ключи или эмиттерные повторители.

Количество соединительных элементов (сопротивлений или сопротивлений, включенных последовательно с диодами) в матрице типа C_n^m равно mC_n^m.

Структурная схема матрицы сопротивлений типа 2^n при $n = 3$ приведена на рис. 78. Количество соединительных элементов равно $n2^{n-1}$.

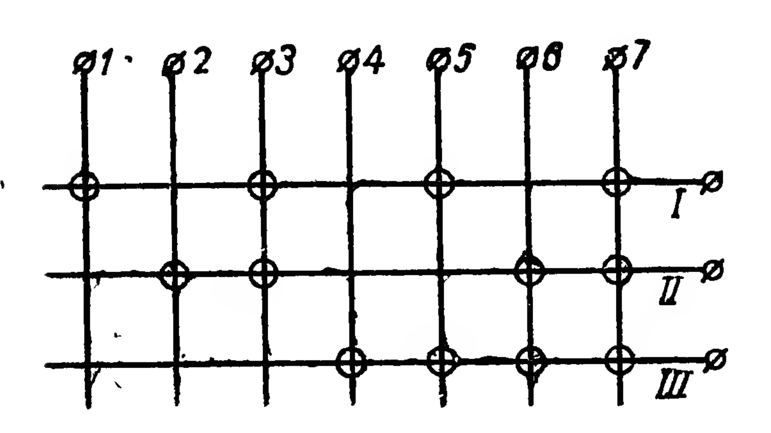


Рис. 78. Структурная схема матрицы сопротивлений типа 2^n при $n = 3$.

Дешифраторные матрицы. Дешифраторные матрицы применяются для преобразования заданного количества входных воздействий в единичное воздействие на выходе. Эти матрицы используются в дешифраторных узлах устройств *ТУ—ТС* и в схемах распределителей.

Количество входных шин дешифраторной матрицы равно числу импульсов в кодовой комбинации (для двоичного кода и кода на одно сочетание с посылкой полной серии импульсов), или числу частотных позиций (для частотных и сменнопосылочных кодов). Количество выходных шин равно числу используемых кодовых комбинаций.

В дешифраторных матрицах входные и выходные шины соединяются при помощи диодов, которые образуют или разделяют схемы совпадения. Поэтому эти матрицы также называют диодными матрицами.

Схемы совпадения на два входа, применяемые в диодных матрицах, приведены на рис. 79. Входными воздействиями являются изменения величины переменных сопротивлений R_2' и R_2'', а выходным воздействием — величина тока на выходе (в цепи нагрузки $R_н$).

В схеме рис. 79, *а* величина тока на выходе зависит от соотношения сопротивлений R_2', R_2'' и $R_н$. Когда

$$R_2' \ll R_н \quad \text{и} \quad R_2'' \ll R_н,$$

то через сопротивление $R_н$ проходит небольшой ток холостого хода $I_{х.х}$. Если

$$R_2' \gg R_н \quad \text{и} \quad R_2'' \gg R_н,$$

то схема совпадения срабатывает и ток в цепи нагрузки значительно возрастает до $I_р$. При увеличении только одного из сопротивлений R_2' или R_2'' схема не срабаты-

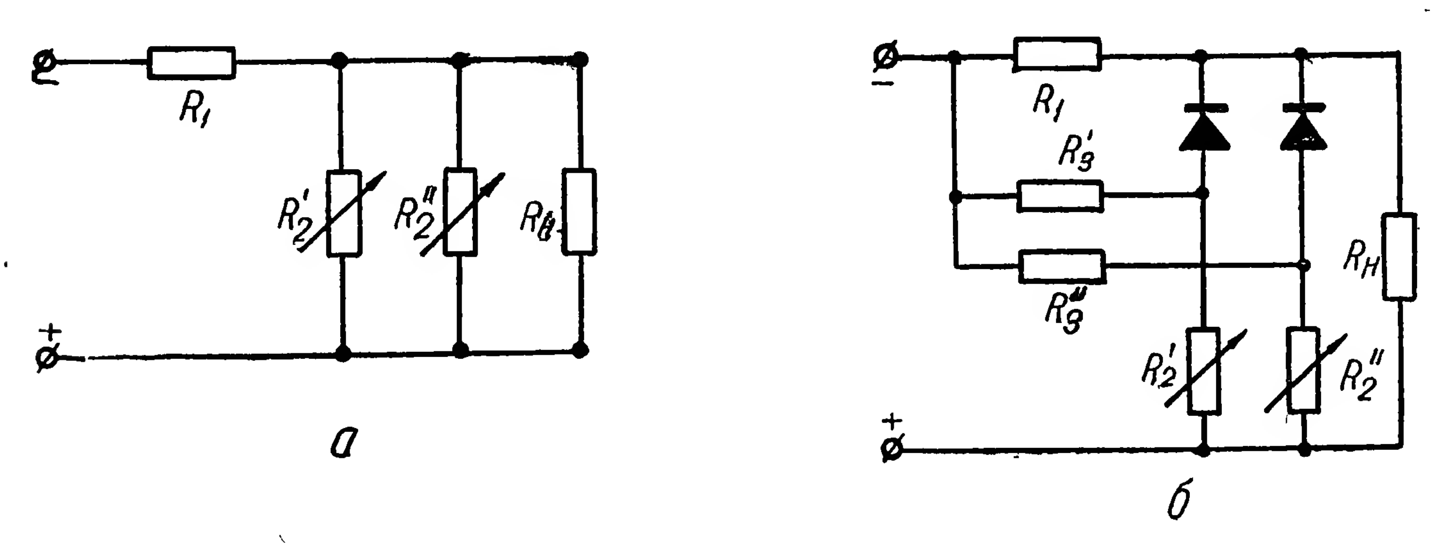


Рис. 79. Схемы совпадения на два входа:
а — без диодов; *б* — с диодами.

вает и ток в нагрузке практически не изменяется, так как нагрузка $R_н$ шунтируется малым сопротивлением R_2'' или R_2'. Если

$$R_{2\,(\min)} \ll R_н;$$
$$R_{2\,(\min)} \ll R_1;$$
$$R_{2\,(\max)} \gg R_н,$$

то как показано в работе [25] кратность тока холостого хода

$$K_{кр} = \frac{I_р}{I_{х.\,х}} = \frac{R_н R_1}{R_{2\,(\min)}(R_1 + R_н)}. \qquad (7\text{-}6)$$

Из этого уравнения видно, что для увеличения $K_{кр}$ сопротивление R_1 следует выбирать по возможности большей величины, чем $R_н$. При этом необходимо учитывать, что с возрастанием R_1 необходимо также увеличивать напряжение питания схемы.

Схема совпадения с диодами (рис. 79, *б*) более эффективна, чем схема на рис. 79, *а*. При малых значениях сопротивлений R_2' и R_2'' падение напряжения на них, возникающее за счет токов, проходящих по сопротивлениям R_3' и R_3'' недостаточно для запирания диодов. Как только величина обоих сопротивлений увеличится, соответственно возрастет падение напряжения, которое запирает диоды, и ток через сопротивление $R_н$ увеличивается. Для срабатывания схемы необходимо, чтобы падение напряжения на сопротивлениях R_2' и R_2'' стало больше падения напряжения на нагрузке $R_н$.

Необходимо отметить, что при использовании схемы совпадения (рис. 79, *а*) в дешифраторной матрице для разделения цепей также применяются диоды. Поэтому схема диодной матрицы не зависит от применяемого варианта схемы совпадения.

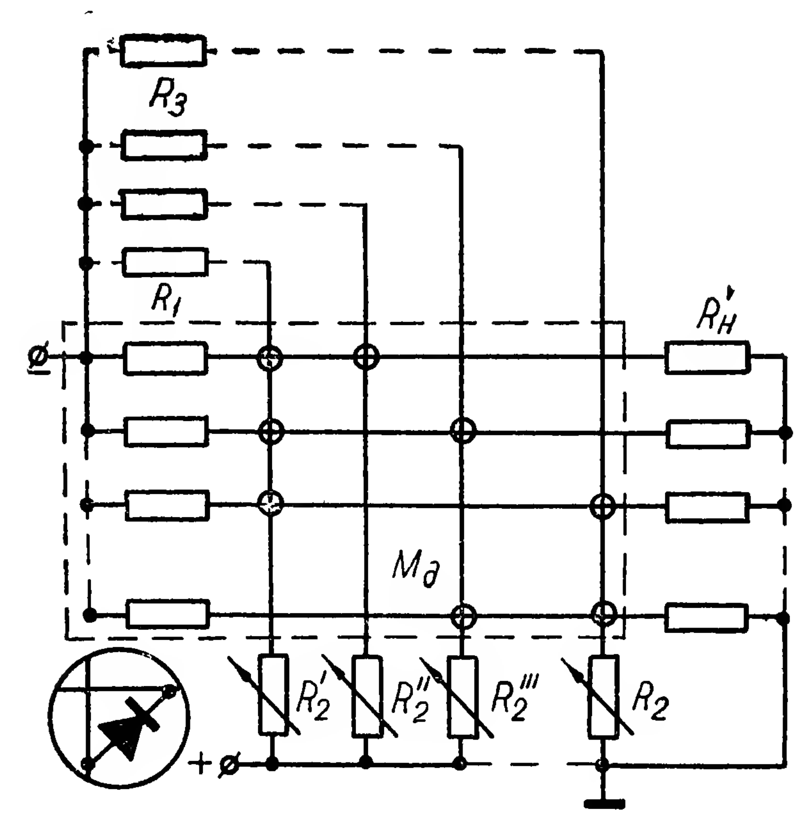
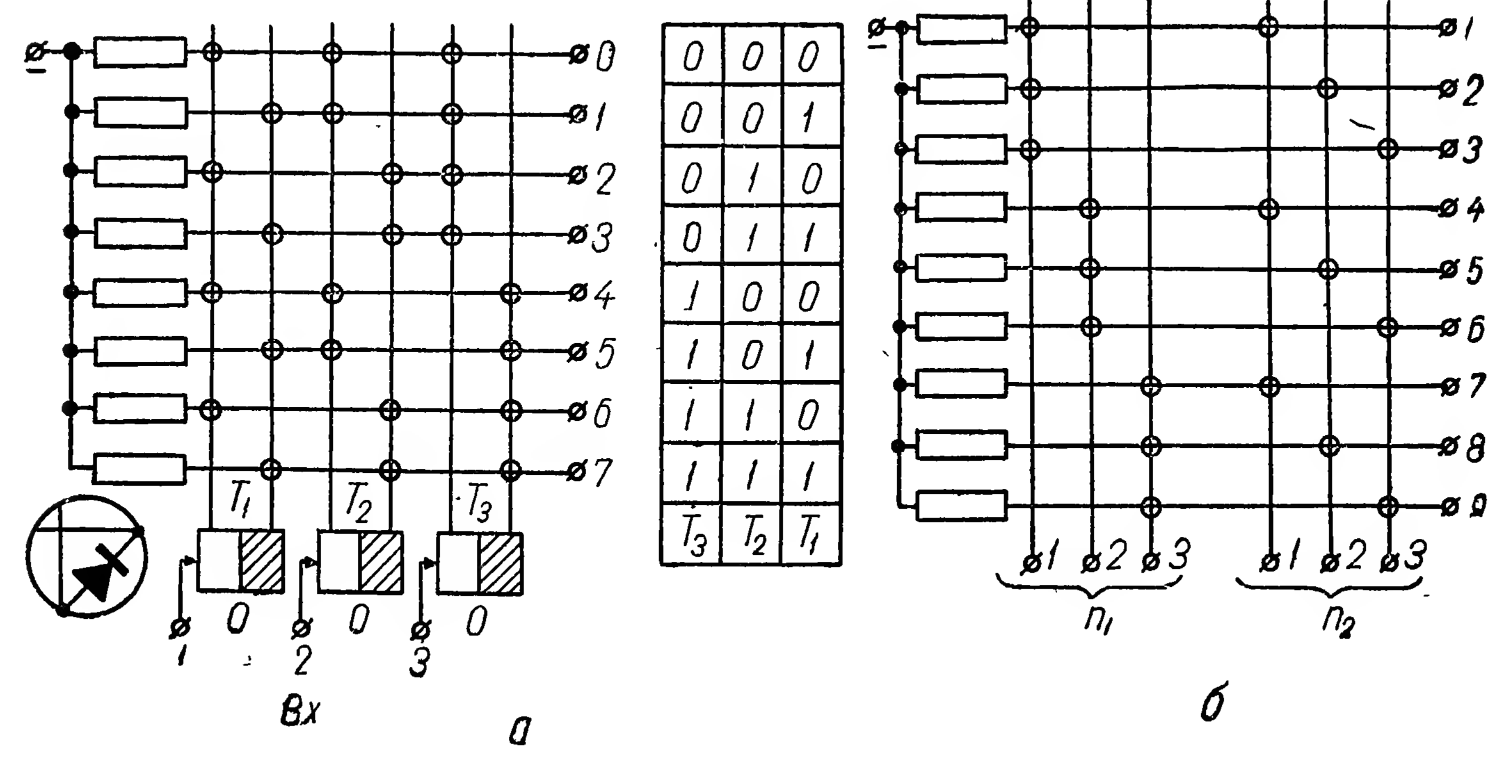


Рис. 80. Схема диодной матрицы типа C_n^m при $m = 2$.

Сочетание схем совпадения образует диодную матрицу типа C_n^m, как показано на рис. 80, при $m = 2$. Число входных цепей (R_2) матрицы равно n, количество выходных цепей $M = C_n^m$, а количество диодов равно mC_n^m. При использовании схемы (рис. 79, *б*) дополнительно включаются сопротивления R_3.

Когда $R_2 \ll R_н$, то величина тока, проходящего через сопротивления $R_н$, незначительна. Если величина соответствующих сопротивлений R_2 увеличится, то ток в одной из выходных цепей значительно возрастает. Например, при увеличении сопротивлений R'_2 и R''_2 ток возрастает в цепи $R'_н$.



0	0	0
0	0	1
0	1	0
0	1	1
1	0	0
1	0	1
1	1	0
1	1	1
T_3	T_2	T_1

Рис. 81. Схемы диодных матриц: *а* — типа 2^n; *б* — типа $n_1 n_2$.

В схемах диодных матриц вместо сопротивлений R_2 и $R_н$ в качестве входных и выходных элементов применяются транзисторы.

На рис. 81, *а* приведена схема диодной матрицы типа 2^n (при $n = 3$), с использованием схем совпадения (рис. 79, *б*). На входе включены триггерные схемы T_1, T_2 и T_3, количество которых равно n. Состояние триггеров определяется входными воздействиями, поступающими на входы *1*, *2* и *3*. В зависимости от этого напряжение возникает на одном из восьми выходов 0,1, ..., 7. Соответствующие состояния триггеров показаны в таблице на рис. 81, *а*. Количество диодов в схеме равно $n2^n$.

На рис. 81, *б* приведена схема диодной матрицы типа n_1n_2 при $n_1 = n_2 = 3$, применяемой в схемах дешифраторов кодов с групповым выбором и схемах распределителей. Количество диодов в схеме равно $2n_1n_2$.

§ 6. РАСПРЕДЕЛИТЕЛИ

Распределители являются основными узлами, осуществляющими временное разделение импульсов. При использовании магнитных элементов ППГ применяются распределители с одной цепью движения (одноходовые) и с двумя цепями движения (двухходовые).

Одноходовой распределитель на ППГ. Схема одноходового бесконтактного распределителя на ППГ приведена на рис. 82, *а*. Каждый сердечник кроме обмоток движения $W_д$ и нагрузочной $W_н$ имеет по две обмотки связи, из которых W_1— выходная обмотка связи с последующим сердечником и W_2— входная обмотка связи с предыдущим сердечником.

Импульсы тока в обмотке движения стремятся перевести все сердечники в нижнее положение. Поскольку в каждый данный момент только один сердечник находится в верхнем положении, то рабочий импульс возникает только в одной выходной цепи $R_н$.

Предположим, что в исходном состоянии (рис. 82, *б*) только сердечник *1* находится в верхнем положении. Тогда при поступлении сдвигающего импульса он перемагнитится вниз. При этом в выходной цепи этого сердечника возникает рабочий импульс. Одновременно под воздействием э. д. с. обмотки W_1 конденсатор C зарядится. Конденсатор C

разрядится на обмотку W_2 последующего сердечника только после окончания импульса движения, так как, пока проходит импульс движения, на сопротивлении R_1 создается падение напряжения противоположной полярности величиной, достаточной для запирания диода $Д_2$. При прохо-

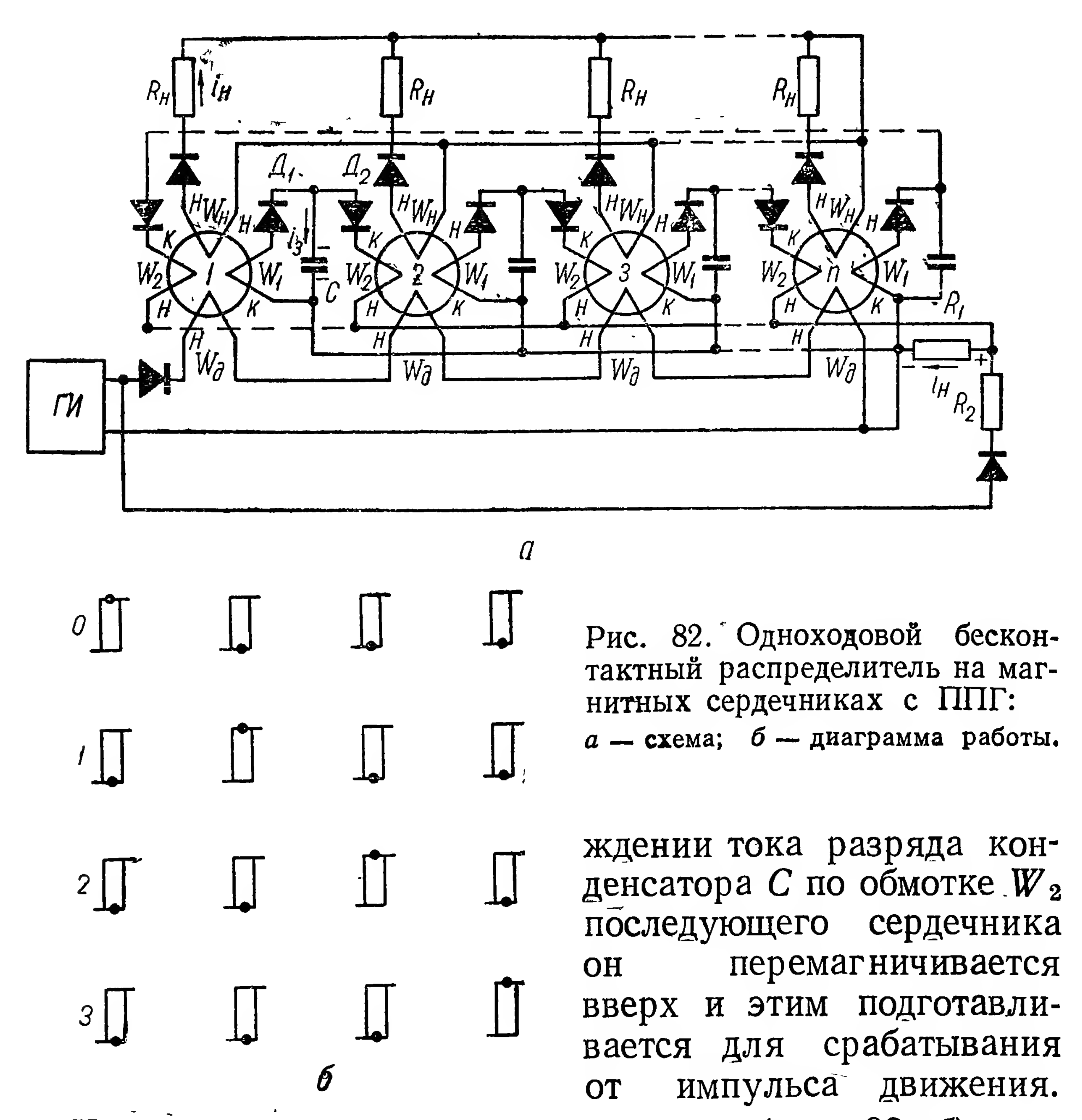


Рис. 82. Одноходовой бесконтактный распределитель на магнитных сердечниках с ППГ:
а — схема; *б* — диаграмма работы.

ждении тока разряда конденсатора C по обмотке W_2 последующего сердечника он перемагничивается вверх и этим подготавливается для срабатывания от импульса движения.

Как видно из временной диаграммы (рис. 82, *б*), сердечники последовательно во времени перемагничиваются, выдавая на выходе импульсы тока.

Если связать между собой выходную обмотку связи W_1 последнего сердечника n с входной обмоткой W_2 сердечника *1*, то работа распределителя будет протекать непрерывно, пока поступают импульсы движения (кольцевая схема).

Следует отметить, что наличие связи обмоток W_1 и W_2 с входной цепью исключает также воздействие последующего элемента на предыдущий.

Двухходовой распределитель на феррит-транзисторных ячейках. Схема распределителя двойного хода на феррит-транзисторных ячейках приведена на рис. 83. В этом рас-

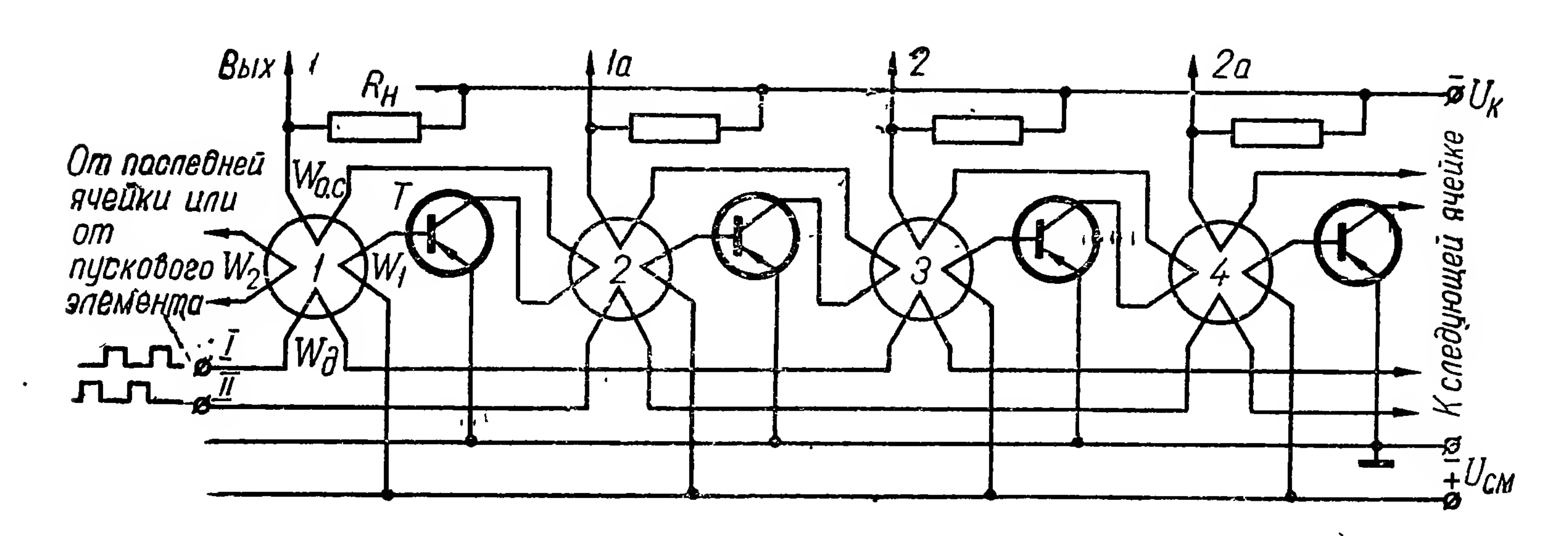


Рис. 83. Схема распределителя двойного хода на феррит-транзисторных ячейках.

пределителе связь между обмотками W_1 и W_2 соседних элементов осуществляется через транзисторы T. Помимо усиления импульсов, эти транзисторы также закрывают путь для обратной информации. Положительная обратная связь осуществляется при помощи обмоток W_{oc}, а выходные импульсы снимаются с сопротивлений коллекторной нагрузки $R_н$.

На основании транзисторов подается запирающее смещение $+U_{см}$ от отдельного источника, что устраняет помехи на выходах распределителя. В исходном состоянии только сердечник *1* находится в верхнем состоянии. При поступлении сдвигающего импульса на вход *I* этот сердечник перемагнитится вниз. Э. д. с., наводимая в обмотке W_1, преодолевает напряжение смещения и в коллекторной цепи транзистора возникает усиленный импульс тока. Происходит выдача сигнала *1* и одновременно перемагничивание вверх второго сердечника.

Сдвигающий импульс четной группы, поступающий на вход *II*, перемагничивает сердечник *2* в нижнее положение, а сердечник *3* — в верхнее. При этом на выходе *1 а* также возникает положительный импульс напряжения и т. д.

Распределитель на транзисторах. Распределитель на транзисторах состоит из n-го количества триггерных ячеек, связанных между собой конденсаторами связи $C_{св}$, как

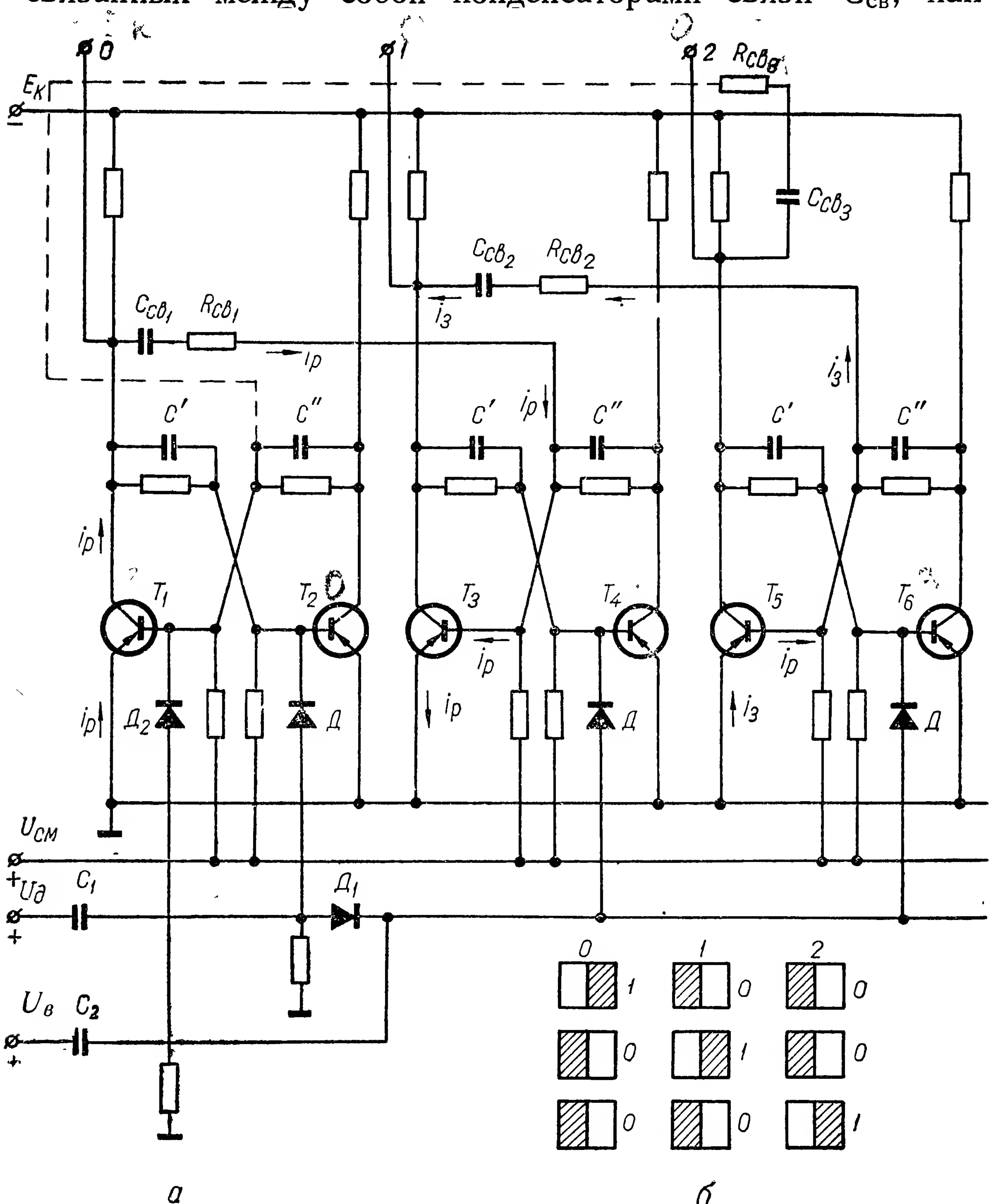


Рис. 84. Схема распределителя на транзисторах.

показано на схеме рис. 84, *а*. В первоначальном состоянии правые транзисторы T_4, T_6 всех триггерных ячеек, за исключением первой, закрыты, а левые T_3, T_5 — открыты. Положение первой ячейки обратное — правый транзистор T_2 открыт, а левый T_1 — закрыт (рис. 84, *б*). Следовательно,

на выходе этой ячейки 0 в исходном состоянии напряжение примерно равно — $E_к$, а на выходах остальных ячеек *1*, *2*, ... — равно нулю.

Положительные импульсы движения поступают через конденсатор C_1 и диоды $Д$ и $Д_1$ на основания всех правых транзисторов T_2, T_4, T_6. Под воздействием первого импульса транзистор первой ячейки T_2 закрывается, а T_1 открывается. Тогда конденсатор связи $C_{св_1}$ начнет разряжаться через открытый транзистор T_1 и входную цепь транзистора T_3, переводя его в закрытое состояние, а T_4— в открытое. После окончания этого процесса напряжение на выходе *1* возрастает до максимального значения, в то время как на остальных выходах оно будет практически равно нулю.

Следует отметить, что когда транзистор T_3 закроется, то конденсатор связи $C_{св_2}$ заряжается через входную цепь открытого транзистора T_5, что приводит только к некоторому увеличению его коллекторного тока.

При поступлении второго импульса движения транзисторы T_4 и T_5 закроются, а T_3 и T_6 откроются. При наличии последующих ячеек работа распределителя будет протекать аналогично.

Для возврата схемы в исходное положение через конденсатор C_2 подается положительный импульс, который переводит транзистор T_1 и правые транзисторы T_4, T_6 всех остальных ячеек в закрытое состояние.

Если коллектор левого транзистора T_5 последней ячейки связать через конденсатор связи $C_{св_3}$ с базой транзистора T_1, то получим кольцевую схему счетчика, работа которой будет протекать непрерывно, пока поступают импульсы движения.

Следует отметить, что распределитель, выполненный по схеме, приведенной на рис. 84, не защищен от неправильной работы, когда на выходе могут быть одновременно две единицы (за счет неправильного переключения одного из триггеров). Причем вероятность такого режима работы возрастает с увеличением количества триггеров. Если распределитель не замкнут в кольцо, то неправильная работа будет продолжаться только до конца цикла, а если замкнут в кольцо — то неопределенно долгое время. Кроме того, работа распределителя может совсем прекратиться при случайном несрабатывании одного из триггеров, (тогда все триггеры будут в одинаковом состоянии). Поэтому обычно

схема распределителя усложняется и дополняется узлом запуска [3].

Распределители на транзисторах с диодными матрицами. Распределители на транзисторах с диодными матрицами

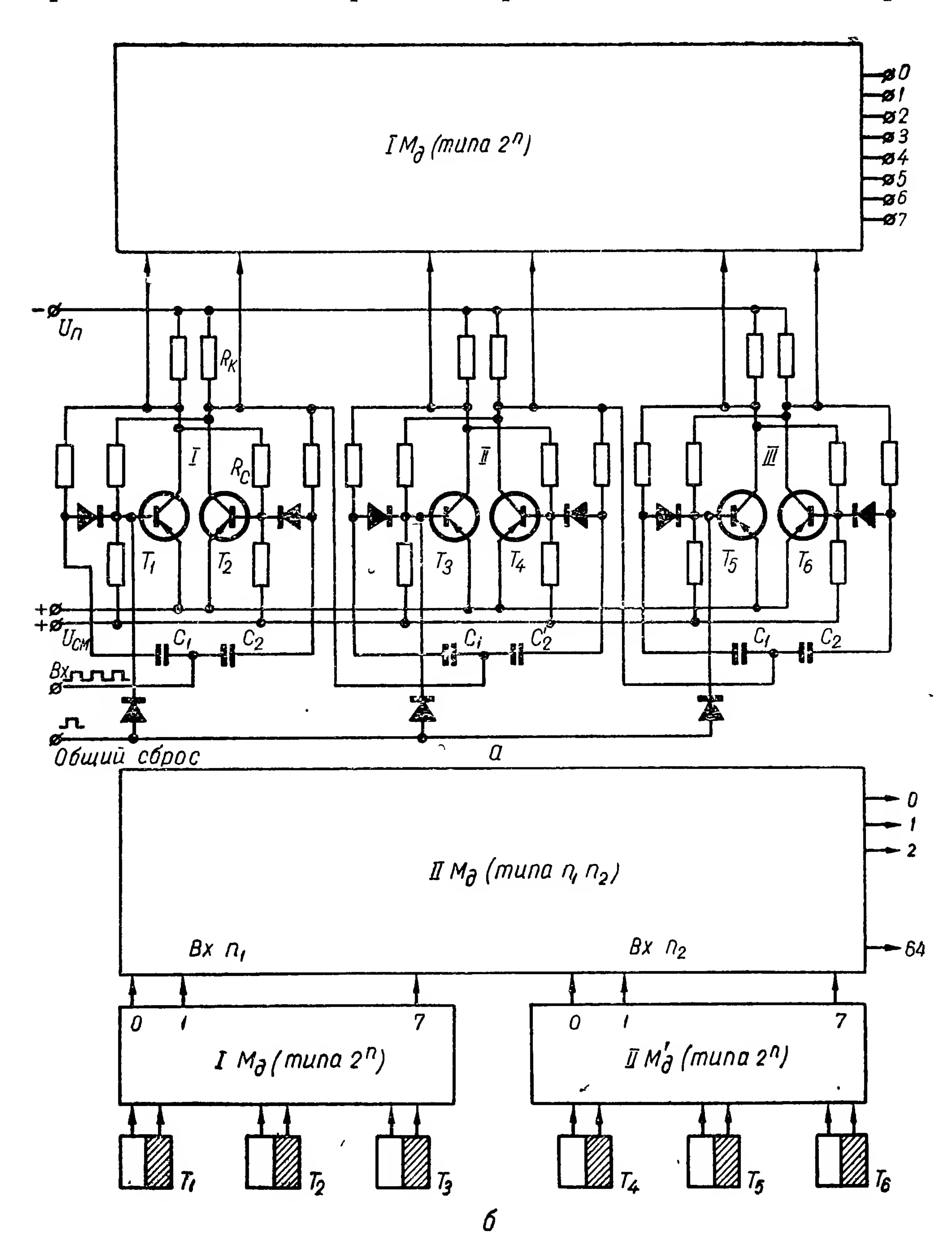


Рис. 85. Схемы распределителей на транзисторах с диодными матрицами:

а — с одноступенчатой диодной матрицей; *б* — с двухступенчатой диодной матрицей.

являются более безотказными и экономичными (по использованию транзисторов), чем ранее рассмотренный распределитель на транзисторах с непосредственным выходом.

На вход диодной матрицы типа 2^n (рис. 85, *а*) включается двоичный счетчик на транзисторах, который выполняется на триггерных ячейках со счетным входом. В исходном состоянии счетчика левые транзисторы триггеров T_1, T_3, T_5 закрыты, а правые T_2, T_4, T_6 открыты (состояние 0). При этом высокое напряжение будет на нулевом выходе матрицы. После подачи импульса на вход счетчика триггер *I* переходит в состояние *1* и на его правом выходе появляется отрицательный потенциал, равный прмерно $U_п/_2$ (при $R_к = R_с$). До этого напряжения будет заряжаться конденсатор C_2' триггера *II* через открытый транзистор T_4. Второй входной импульс переводит триггер *I* в состояние 0. При этом конденсатор C_2' разряжается на базу правого транзистора T_4 и он, закрываясь, переводит триггер *II* в состояние *1*. После этого высокое напряжение появляется на выходе *1* матрицы. Далее схема работает аналогично. Для возвращения распределителя в исходное состояние положительный импульс подается на вход общего сброса.

Для уменьшения количества диодов в схеме распределителя при большом числе выходов применяются двухступенчатые диодные матрицы (рис. 85, *б*) первой ступени типа 2^n, второй — типа $n_1 n_2$.

Например, для получения 64 выходов для одноступенчатой матрицы необходимо

$$n2^n = 6 \cdot 2^6 = 384 \text{ диода},$$

а для двухступенчатой

$$2n2^n + 2n_1n_2 = 2 \cdot 3 \cdot 2^3 + 2 \cdot 8 \cdot 8 = 48 + 128 = 176,$$

т. е. почти в два раза меньше.

Распределитель-генератор импульсов на одновибраторах. Распределитель-генератор импульсов, называемый также многофазным генератором импульсов, в отличие от обычных распределителей не требует для своей работы наличия источника тактовых импульсов. Распределитель выполняется на одновибраторах, включенных последовательно, как показано на рис. 86. Одновибраторы связаны между собой через дифференцирующие цепочки RC (рис. 86, *а*). При поступлении кратковременного запускающего импульса на вход первого одновибратора OB_1, на его выходе образуется импульс напряжения U_1 (рис. 86, *б*), длительность которого определяется параметрами одновибратора. В результате дифференцирования RC — цепью

заднего фронта выходного импульса U_1 возникает кратковременный импульс напряжения, запускающий одновибратор OB_2. Далее схема работает аналогично. Количество одновибраторов определяется необходимым числом выходных цепей. При необходимости распределитель может быть замкнут в кольцо, для чего необходимо выход последнего одновибратора связать с первым через цепочку RC.

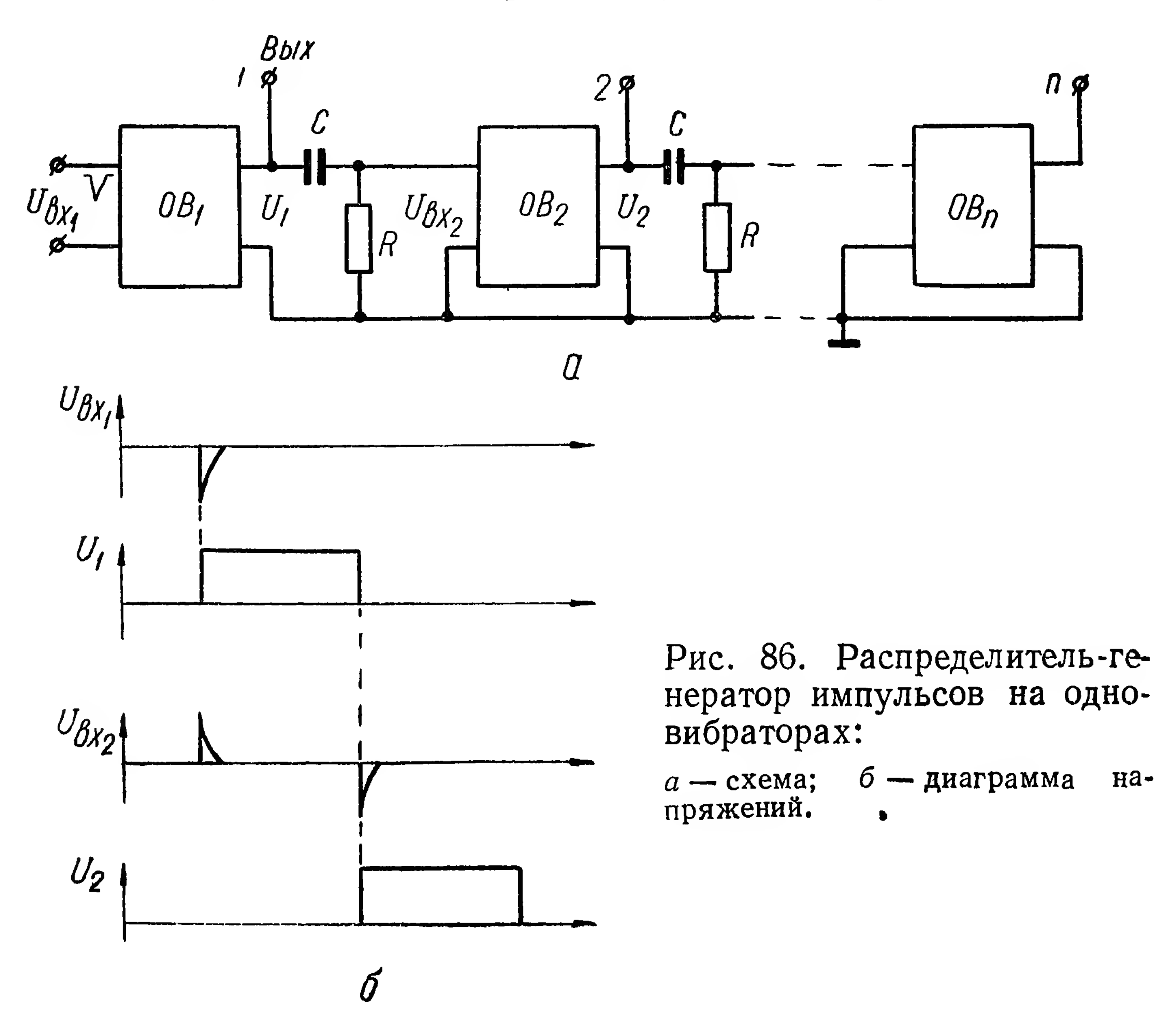


Рис. 86. Распределитель-генератор импульсов на одновибраторах:

а — схема; *б* — диаграмма напряжений.

Распределитель-генератор импульсов на мостовых элементах задержки. Схема распределителя приведена на рис. 87. Ячейками этого распределителя являются мостовые элементы задержки, состоящие из конденсаторов C_1, C_2 сопротивлений R_1, R_2. В диагональ моста включается диод $Д$, а последовательно с конденсатором C_1— транзистор T_1 с входным сопротивлением $R_б$.

Обычно $R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$; $R_к \ll R$; $R_{д. п} \ll \ll R \ll R_{д. о}$, где $R_{д. п}$ и $R_{д. о}$ — прямое и обратное сопротивление диода $Д$. В первоначальном состоянии все транзисторы в схеме (рис. 87) закрыты, а конденсаторы C_1 и C_2 заряжены. При поступлении запускающего отрицательного импульса на вход схемы транзистор $T_{вх}$ открывается

и конденсаторы C_1 и C_2 первой ячейки разряжаются через последовательную цепь из диода $Д$, сопротивления $R_б$ — и сопротивление эмиттер-коллектор $R_{э.к}$ транзистора $T_{вх}$. Постоянная времени разряда конденсаторов выбирается значительно меньшей величины чем длительность входного импульса $t_и$:

$$\tau_{разр} = \frac{C}{2}(R_{д.п} + R_б + R_{э.к}) \ll t_и.$$

Следовательно, за время $t_и$ конденсаторы C_1 и C_2 практически разрядятся полностью. После окончания запускаю-

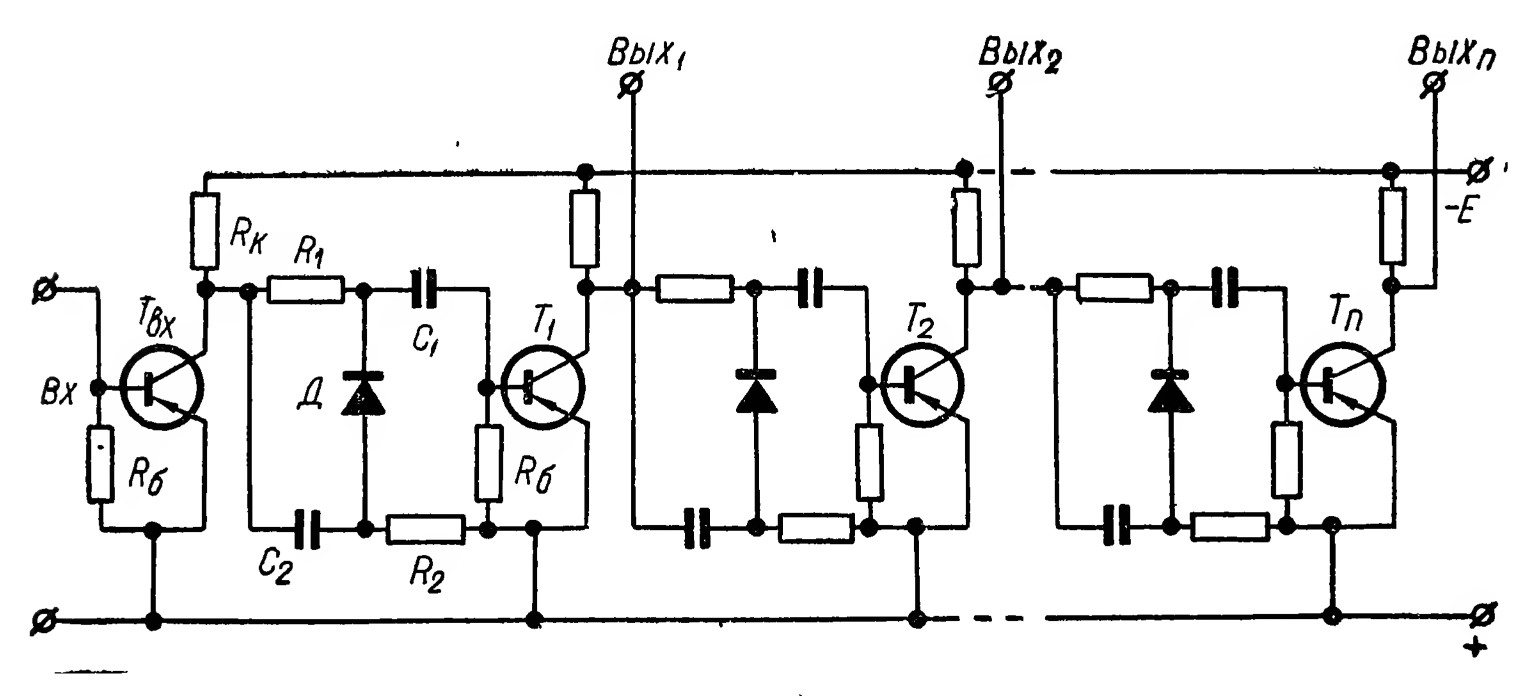


Рис. 87. Схема распределителя-генератора импульсов на мостовых элементах задержки.

щего импульса транзистор $T_{вх}$ закрывается и конденсаторы C_1 и C_2 начинают заряжаться. Конденсатор C_2 заряжается по цепи — $R_к$, R_2, а конденсатор C_1 по цепи $R_к$, R_1 и $R_б$. При этом транзистор T_1 открывается, а конденсаторы следующей ячейки начинают разряжаться. Когда напряжение на конденсаторе C_1 достигает величины падения напряжения на сопротивлении R_2, диод $Д$ откроется и заряд конденсаторов прекратится, а транзистор T_1 закроется.

Так как $R_к \ll R_1$, то постоянная времени заряда конденсаторов

$$\tau_{зар} \cong CR, \tag{7-7}$$

чем и будет определяться время открытого состояния транзистора T_1. Для того, чтобы за это время конденсаторы сле-

дующей ячейки смогли полностью разрядиться, необходимо чтобы

$$\tau_{зар} \gg \tau_{разр}.$$

Когда транзистор T_1 закрывается, начинают заряжаться конденсаторы последующей ячейки и открывается транзистор T_2. Далее распределитель переключается аналогично до последней ячейки. После чего первоначальное состояние схемы восстанавливается. Если распределитель замкнуть в кольцо, то процесс переключения будет продолжаться напрерывно. Следует отметить, что распределитель, выполненный по схеме на рис. 87, отличается высокой стабильностью временных интервалов переключения, так как время переключения определяется только параметрами моста и мало зависит от величины напряжения питания схемы и характеристик транзисторов, которые в открытом состоянии должны находиться в режиме насыщения.

§ 7. ГЕНЕРАТОРЫ ЧАСТОТ (СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ)

Генераторы частот служат для образования частотных импульсов в частотных и временных устройствах *ТУ—ТС*. Перестраиваемые генераторы в телеуправлении не применяются поэтому количество генераторов в передающей аппаратуре равно числу частотных позиций при частотном разделении импульсов или числу принятых частотных качеств при временном разделении.

Требования к стабильности генераторов частотных сигналов зависят от ширины полосы срабатывания реле частоты с учетом возможных ее смещений. Допустимую нестабильность генераторов частоты можно определить из выражения

$$\delta f_{г} = \pm\left(\frac{\Delta f_{ср} - 2\delta f_{р}}{2K_{з}}\right), \qquad (7\text{-}8)$$

где $\Delta f_{ср}$ — полоса срабатывания реле частоты;

$\delta f_{р}$ — сдвиг полосы срабатывания реле частоты при изменении внешней температуры, от старения и др.;

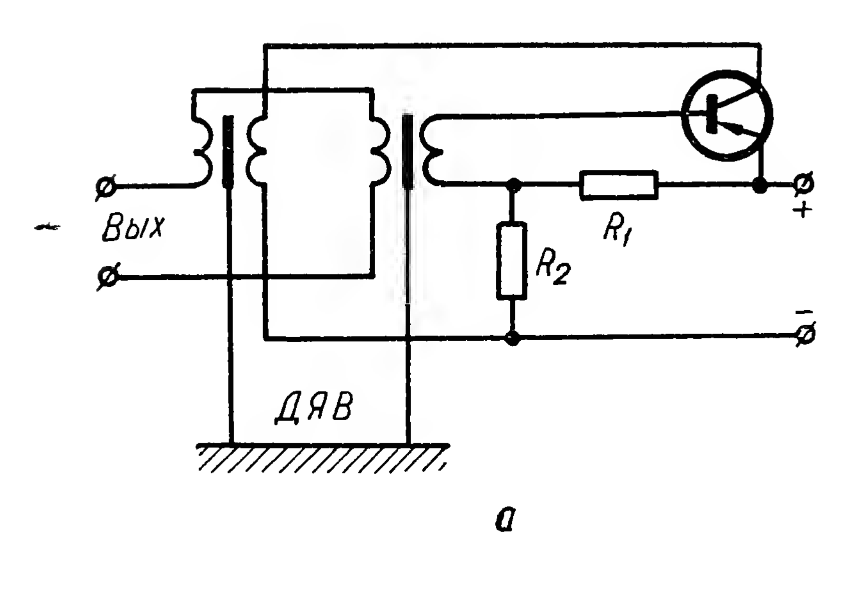
$K_{з}$— коэффициент запаса, равный 3—4, учитывающий также неточность взаимной настройки реле частоты и генераторов.

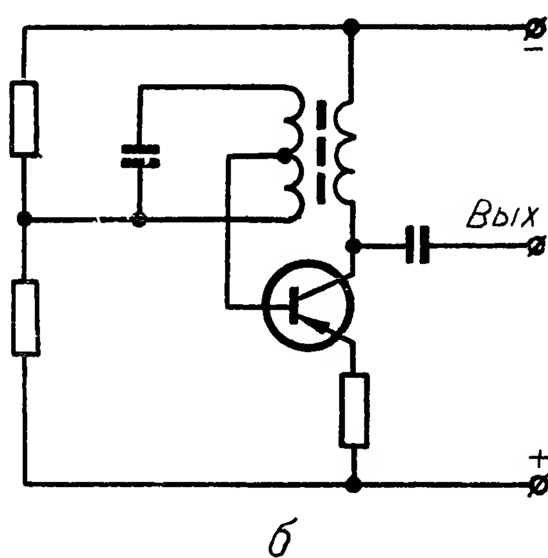
В устройстве телеупраления целесообразно применять однородные элементы, поэтому можно принимать, что

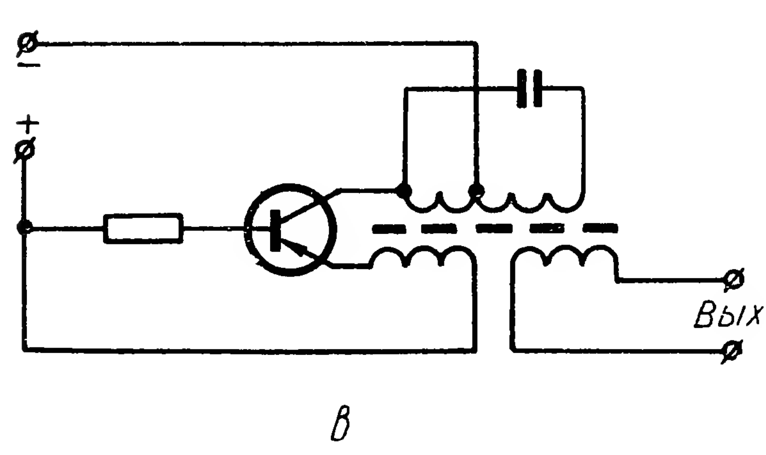
$$\delta f_{р} = \delta f_{г}.$$

При этом условии для коэффициента запаса $K_{з} = 3$

$$\delta f_{г} = \pm \frac{\Delta f_{ср}}{8}, \qquad (7\text{-}9)$$







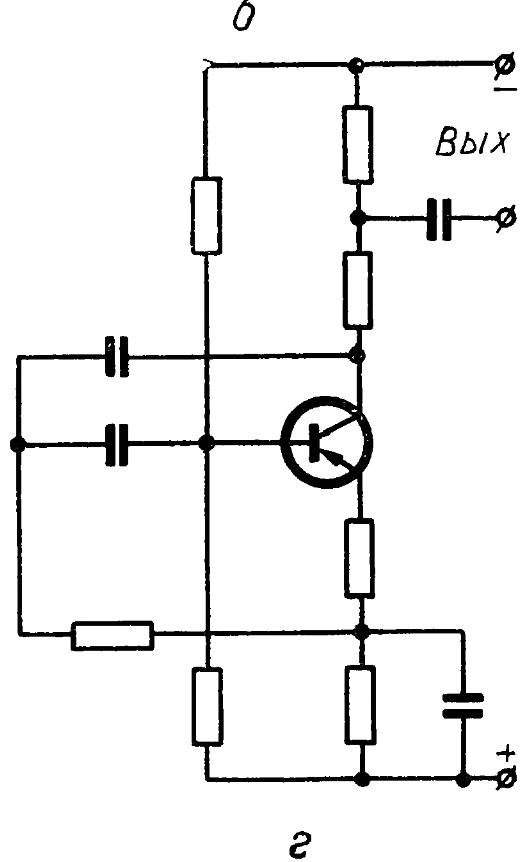


Рис. 88. Схемы генераторов:

а — электромеханического генератора с двухъязычковым вибратором; *б*, *в* — генераторы типа *LC*; *г* — генератор типа *RC*.

а для $K_{з} = 4$

$$\delta f_{г} = \pm \frac{\Delta f_{ср}}{10}.$$

Это значит, что, например, при $\Delta f_{ср} = 10\%$

$$\delta f_{г} = \pm 1\%.$$

Если соответствующая стабильность не может быть получена, то необходимо увеличивать ширину полосы срабатывания реле частоты. В схемах генераторов частот исполь-

зуются электромеханические и электрические колебательные системы и усилители на транзисторах (рис. 88).

Наиболее высокую стабильность можно получить при использовании электромеханических генераторов, основой которых являются механические колебательные системы, называемые вибраторами [24]. В качестве вибраторов используются язычковые и камертонные системы. На рис. 88, *а* приведена схема электромеханического генератора с двухъязычковым вибратором (*ДЯВ*). Смещение на базу транзистора подается с делителя R_1R_2. Следует отметить, что электромеханические генераторы в промышленной телемеханике до настоящего времени не получили широкого применения, вследствие сложности изготовления и высокой стоимости вибраторов. Однако, подобные генераторы применяются в различных специальных системах.

На рис. 88, *б* и *в* приведены схемы генераторов типа *LC* с общим эмиттером и общей базой. Для повышения стабильности элементы контура конденсаторы *C* выбираются повышенной стабильности, а сердечники с малыми потерями, например, броневые сердечники из оксифера ОБ-20 или ОБ-30 с воздушным зазором. Применяется также температурная компенсация, например, положительное ТКИ индуктивности на карбонильном железе компенсируется отрицательным ТКЕ конденсатора типа ПСО.

На рис. 88, *г* приведена схема генератора *, в которой роль элемента, обеспечивающего необходимый сдвиг фазы в цепи обратной связи, выполняют *RC*-цепи.

§ 8. ПРИЕМНИКИ ЧАСТОТНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Приемники частотных импульсов *ПЧИ* применяются для фиксации частоты импульсов, образующих сигналы *ТУ—ТС* при частотном и временном разделении. *ПЧИ* выполняются по простым и сложным схемам. В первом случае *ПЧИ* это реле частоты, представляющие собой объединение электромеханического или электрического фильтра и выходного порогового устройства, например, электромагнитного реле (рис. 89). На рис. 89, *а* приведена схема реле частоты с двухъязычковым вибратором, полоса срабатывания которого не превышает 1%, от частоты настройки,

---

* «Электросвязь» № 9 1962.

например, при $f_н = 100$ *гц*; $\Delta f_{ср} = 1$ *гц*. Это обуславливает их применение в узкополосных устройствах *ТУ—ТС*.

Наиболее простое реле частоты получается при использовании резонансного контура *LC*, как показано на рис. 89,*б*. Индуктивность *L* контура выполнена в виде автотрансформатора. При использовании альсиферового тора ТЧ-60 полоса срабатывания на частоте порядка 100 *гц* равна 10 *гц*,

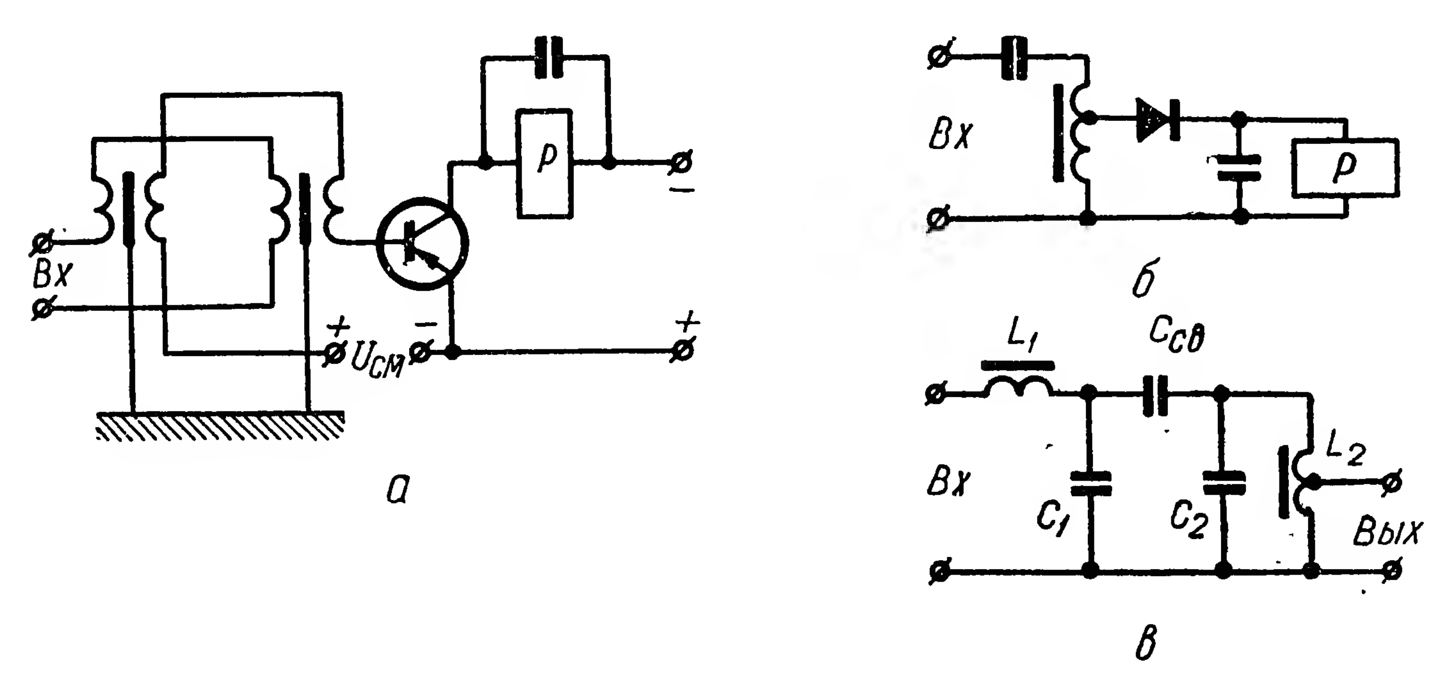


Рис. 89. Схемы реле частоты:
а — с двухъязычковым вибратором; *б* — с резонансным контуром *LC*; *в* — схема двухконтурного фильтра *LC*.

а на частоте около 400 *гц* — 20 *гц*. Частотная характеристика одиночного *LC* контура имеет малую крутизну вне полосы пропускания. Значительно лучшую частотную характеристику имеют двухконтурные фильтры, одна из схем которых приведена на рис. 89, *в* [19]. Коэффициент связи между контурами при

$$C_1 = C_2 = C; \quad L_1 = L_2 = L; \quad K_{св} \cong \frac{C_{св}}{C}.$$

При коэффициенте связи

$$K_{св} > \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}},$$

(Q_1 и Q_2 — добротность контуров) частотная характеристика фильтра имеет двухгорбый характер и с увеличением $K_{св}$ полоса пропускания фильтра возрастает. Максимальная мощность передается во второй контур при

$$K_{св} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}.$$

При $Q_1 = Q_2 = Q$ для повышения избирательности фильтра при больших расстройках рекомендуется выбирать

$$QK_{св} < 1.$$

При использовании двухконтурных фильтров ($QK_{св} = 0,5$) интервал между соседними частотами можно уменьшить примерно в три раза по сравнению с последовательными контурами LC (при том же затухании на соседней частоте), что обеспечивает более эффективное использование диапазона частот.

При использовании резонансных систем полоса срабатывания и время срабатывания реле частоты зависят от коэффициента запаса по срабатыванию выходного порогового устройства. Если считать, что напряжение на выходе резонансной системы наростает по экспоненте, то полоса срабатывания реле частоты

$$\Delta f_{ср} = \frac{f_0}{Q}\sqrt{K_з^2 - 1}, \tag{7-10}$$

где f_0 — частота настройки резонансной системы;
Q — добротность;
$K_з$ — коэффициент запаса по срабатыванию выходного устройства.

При том же условии время срабатывания реле частоты

$$t_{ср} = \frac{Q}{\pi f_0} \ln \frac{K_з}{K_з - 1} + t_в, \tag{7-11}$$

где $t_в$ — время срабатывания выходного устройства.

Следовательно, при увеличении коэффициента запаса по срабатыванию выходного устройства полоса срабатывания реле частоты увеличивается, а время срабатывания — уменьшается. Время отпускания реле частоты можно определить из выражения

$$t_{отп} = \frac{Q}{\pi f_0} \ln \frac{K_з}{K_в} + t'_в, \tag{7-12}$$

где $K_в$ и $t_в$ — коэффициент возврата и время отпускания выходного устройства (при использовании бесконтактных выходных устройств можно принимать, что $K_в = 1$).

Следовательно, при увеличении $K_з$ время отпускания также увеличивается.

Характеристики частотных приемников можно значительно улучшить за счет применения специальных схем.

Синхронный фильтр-генератор. Синхронный фильтр-генератор применяется для фиксации и образования частотных сигналов. Одна из схем синхронного фильтр-генератора приведена на рис. 90. При работе устройства в режиме приемника частотных импульсов используется явление захватывания частоты транзисторного генератора типа *LC* частотой приходящего сигнала, который вводится в цепь базы транзистора *T* через сопротивление R_1.

Если первоначальная разность частот сигнала и генератора не превышает половины полосы захватывания, то частота генератора становится равной частоте сигнала.

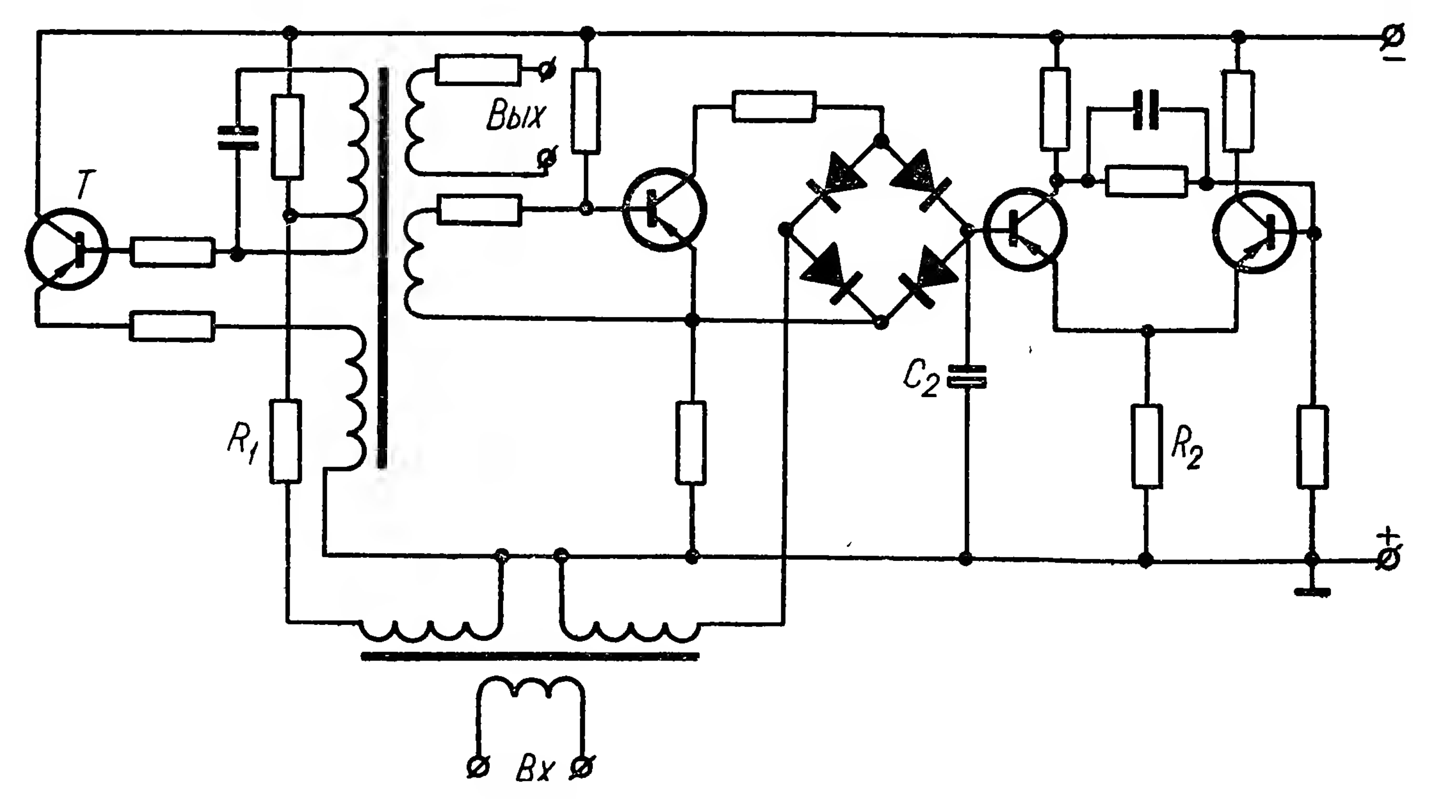


Рис. 90. Схема синхронного фильтр-генератора.

Однако напряжение местного генератора отличается по фазе от напряжения сигнала на угол, величина которого определяется первоначальной разностью частот. Только при равенстве частоты генератора и частоты сигнала их фазы совпадают.

Фазочувствительная схема, выполненная на диодах, сравнивает фазу сигнала и напряжения генератора. Если частота сигнала точно совпадает с частотой генератора, то постоянное напряжение на выходе фазочувствительной схемы имеет максимальное значение, пропорциональное напряжению сигнала. Переменная составляющая тока блокируется конденсатором C_2.

На границах полосы захватывания угол сдвига фаз между напряжением генератора и напряжением сигнала равен 90°. При этом постоянное напряжение на выходе фазочувствительной схемы равно нулю.

В качестве выходного устройства применен триггер Шмитта, который срабатывает при превышении на конденсаторе C_2 падения напряжения на сопротивлении R_2.

Недостатком синхронного фильтра-генератора является то, что он реагирует на частоты с нечетной кратностью. Кроме того, наблюдается уход частоты генератора и в том случае, когда частота сигнала находится вне полосы захватывания.

Приемник частотных сигналов с полосовым фильтром типа *К* и специальной приемно-преобразовательной схемой на выходе. На рис. 91 приведена схема приемника и его

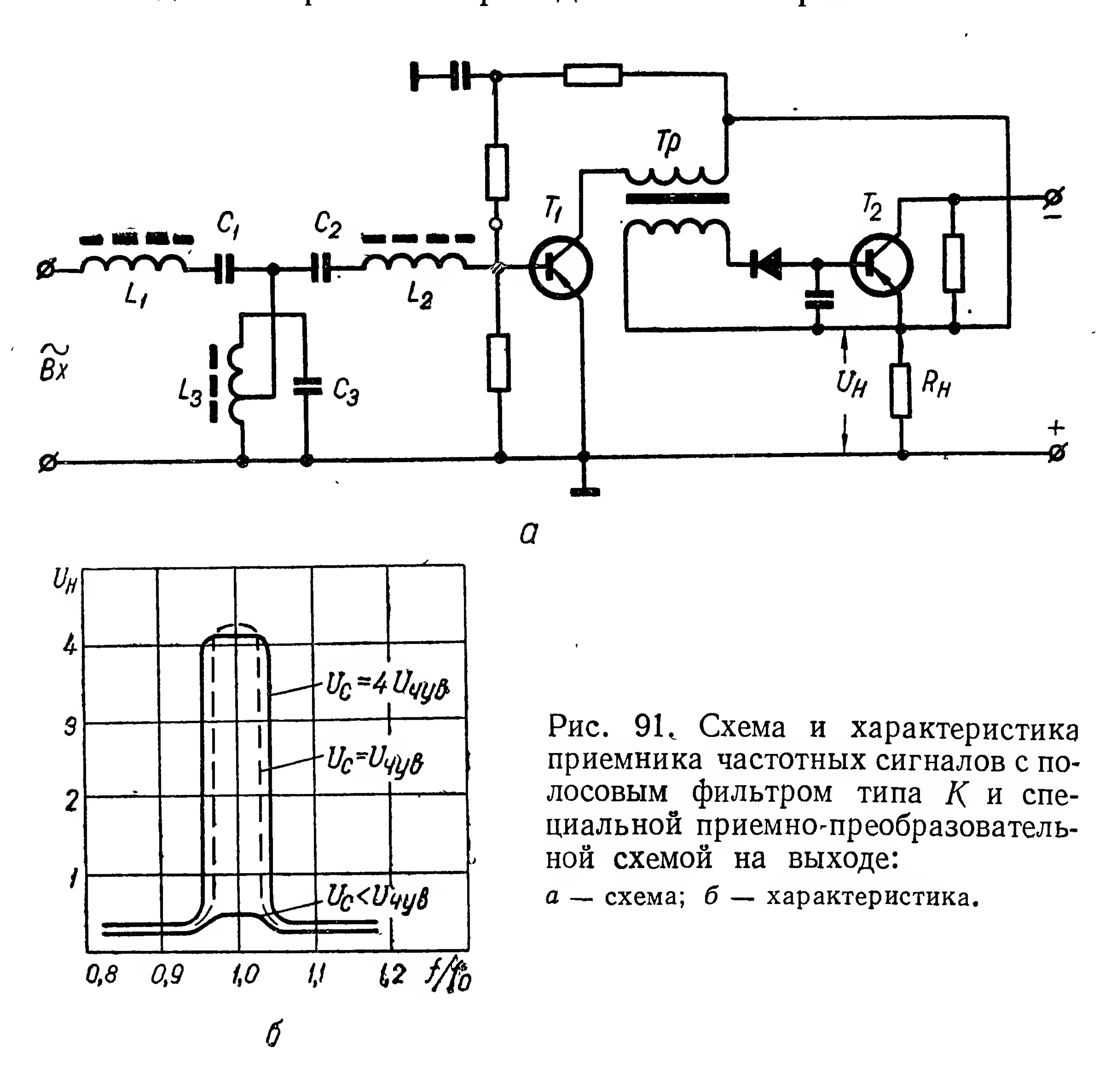


Рис. 91. Схема и характеристика приемника частотных сигналов с полосовым фильтром типа *К* и специальной приемно-преобразовательной схемой на выходе:

а — схема; *б* — характеристика.

частотная характеристика. Фильтр типа *К* имеет *Т*-образную схему (рис. 91, *а*), состоящую из индуктивностей L_1, L_2, L_3 и емкостей C_1, C_2, C_3, причем $L_1=L_2$ и $C_1=C_2$. Обмотка индуктивности L_3 выполняется с отводом для уменьшения емкости конденсатора C_3.

Приемно-преобразовательная схема собрана на транзисторах T_1 и T_2. Эта схема имеет фиксированный пороговый уровень, при котором она срабатывает. Транзистор T_1 выполняет функции усилителя с автоматически регулируе-

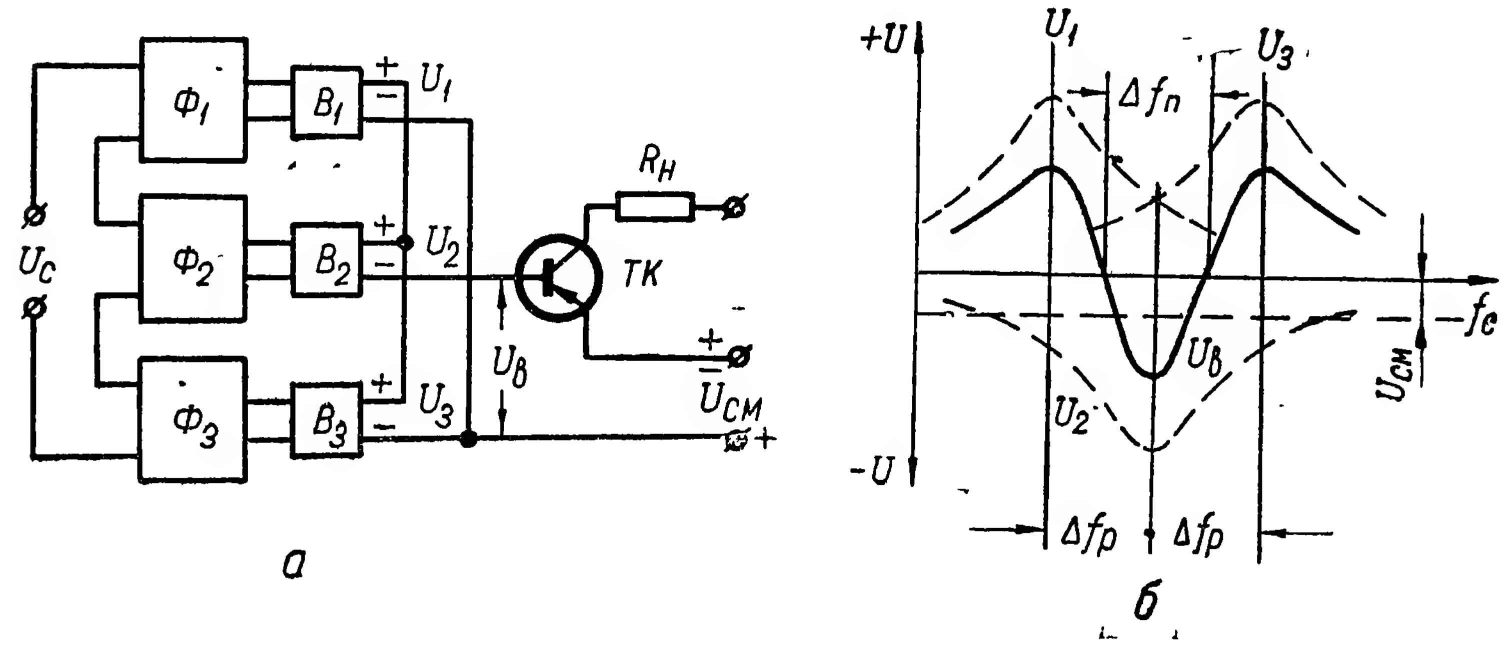


Рис. 92. Дифференциальная схема включения частотных фильтров: *а* — схема; *б* — характеристика; $Ф_1$, $Ф_2$, $Ф_3$ — частотные фильтры; $В_1$, $В_2$, $В_3$ — выпрямители.

мым коэффициентом усиления. Транзистор T_2 работает в режиме ключа, при открывании которого напряжение на нагрузке $R_н$ и коллекторе транзистора T_1 повышается. В зависимости от напряжения питания коэффициент усиления транзистора T_1 резко изменяется, вследствие чего усилитель автоматически включается при поступлении на его вход частотного сигнала с уровнем выше порога срабатывания. При этом транзистор T_2 скачком полностью открывается и напряжение на нагрузке повышается до максимального значения.

Вследствие применения специальной приемо-преобразовательной схемы частотная характеристика приемника (рис. 91, *б*) получается близкой к идеальной с малой зависимостью полосы пропускания от уровня входного сигнала.

Частотные приемники с дифференциальной схемой включения фильтров. Принцип дифференциального включения заключается в том, что выпрямленные напряжения соседних фильтров включаются встречно, как показано на схеме, приведенной на рис. 92, *а*. При этом на выходе схемы возникает разность этих напряжений, как показано на рис. 92,*б*, применительно к однорезонансным фильтрам.

Важным преимуществом дифференциальной схемы включения фильтров является независимость полной ширины

частотной характеристики на выходе $\Delta f_п$ от уровня напряжения на входе фильтров. Как видно из рис. 92, *б*, полная ширина частотной характеристики определяется только расстройкой контуров $\Delta f_п = \Delta f_р$. В полосе пропускания напряжение на выходе отрицательно, а вне полосы пропускания — положительно, что используется для управления транзисторным ключом *ТК* на выходе. В этом случае напряжение на нагрузке $R_н$ изменяется в соответствии с нижней частью кривой $U_в$. Если на основание транзистора подать дополнительное напряжение смещения, то частотная характеристика еще более сузится. Впервые дифференциальное включение частотных фильтров было применено в системе диспетчерской централизации ПЧДЦ-55. В этом устройстве на выходе *LC*-контуров включались двухобмоточные поляризованные реле.

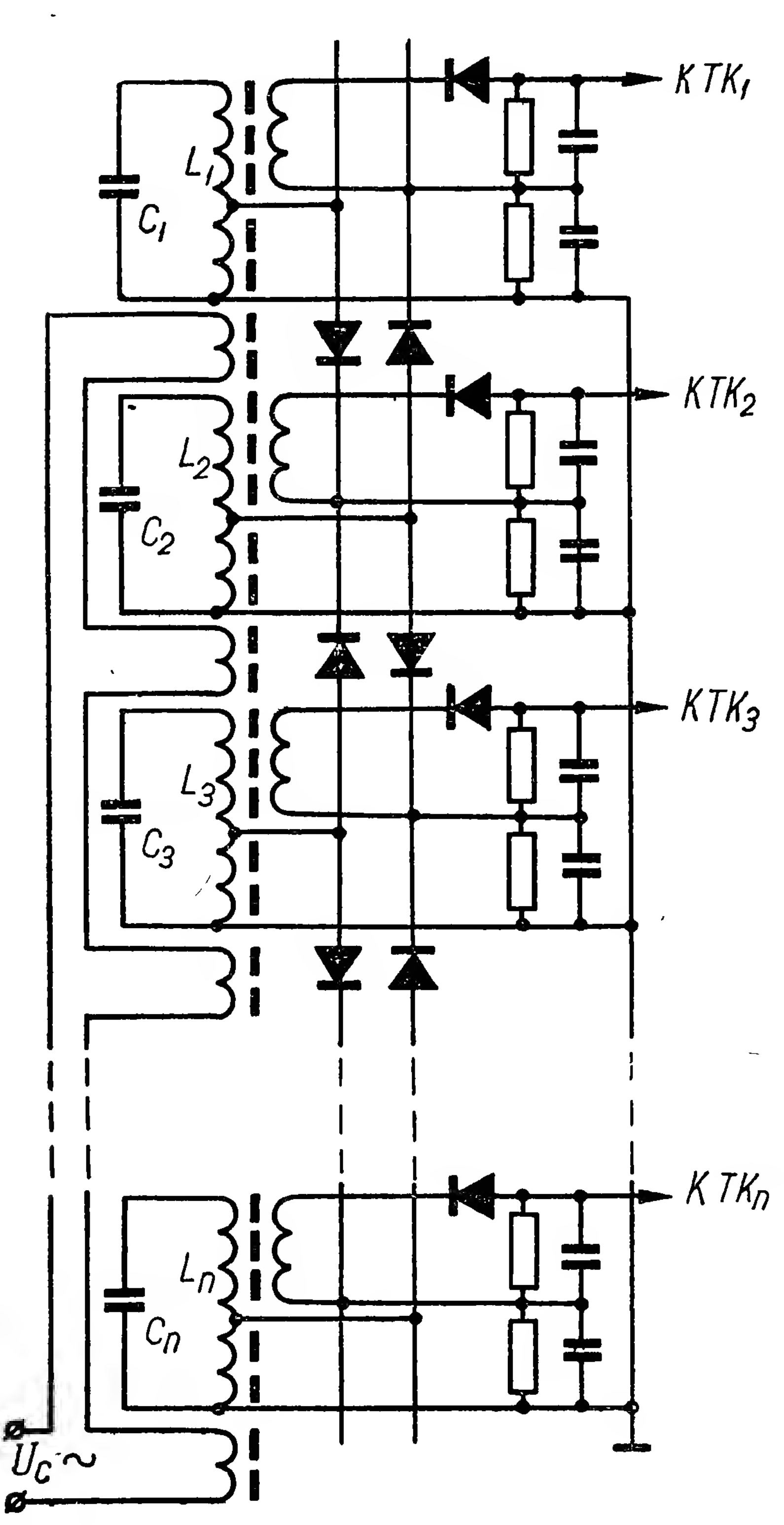


Рис. 93. Совмещенная дифференциальная схема включения *LC*-фильтров.

Более совершенная совмещенная дифференциальная схема включения *LC*-фильтров, с включением на выходе транзисторных ключей *ТК* приведена на рис. 93. Для этой схемы получено следующее выражение для максимального напряжения на выходе [32]:

$$U_{max} = \frac{kU_c}{d}\left[1 - \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2\Delta f_р}{f_0 d}\right)^2 + 1}}\right], \qquad (7\text{-}13)$$

где k — коэффициент пропорциональности;

$U_с$ — напряжение сигнала;

d — затухание контура $\left(d = \frac{1}{Q}\right)$;

$\Delta f_р$ — расстройка соседних контуров;

f_0 — резонансная частота контура.

В совмещенной схеме (рис. 93) роль компенсирующих фильтров выполняют соседние рабочие контуры LC, поэтому ширина полосы срабатывания выходного устройства получается близкой к частоте их разноса (особенно при значительных уровнях сигнала, так как с увеличением уровня сигнала крутизна боковых скатов характеристики увеличивается). Это является допустимым для узкополосных фильтров. Однако при частоте разноса 150—200 *гц* помехоустойчивость приемников получается сравнительно невысокой. Если же для каждого приемника применить отдельные компенсирующие контуры, то разнос частот между ними и рабочим контуром может быть принят меньшим. При этом полоса срабатывания приемника уменьшается, что повышает его помехоустойчивость. В этом случае количество контуров увеличивается в три раза.

Необходимо отметить, что при параллельной посылке частотных импульсов приемники, выполненные по совмещенной схеме (рис. 93), не реагируют на частотные комбинации, состоящие из соседних частот рабочей шкалы. Поэтому эти комбинации исключаются и общее число комбинаций при двухчастотных посылках сокращается на $n_ч - 1$. Для компенсации этого сокращения числа комбинаций достаточно увеличить количество рабочих частот всего на единицу, так как

$$C^2_{n_ч+1} - n_ч = C^2_{n_ч}. \qquad (7\text{-}14)$$

Частотные приемники с дополнительным смещением. При частотном разделении импульсов не рекомендуется применять ограничители амплитуды на входе приемников частотных сигналов, так как это значительно увеличивает амплитуду комбинационных частот. Однако в данном случае значительное повышение помехоустойчивости частотных приемников можно получить введением дополнительного смещения на выходе. Это смещение подается в запирающем направлении на базу транзистора, обычно включаемого на выходе частотных фильтров.

В наиболее простом случае используется дополнительное смещение, пропорциональное напряжению питания схемы приемника. Напряжением смещения «срезается» вся нижняя часть резонансной характеристики частотного фильтра, что повышает его избирательность и помехоустойчивость.

При значительных изменениях затухания в канале связи лучший результат можно получить при использовании смещения, значение которого определяется величиной си-

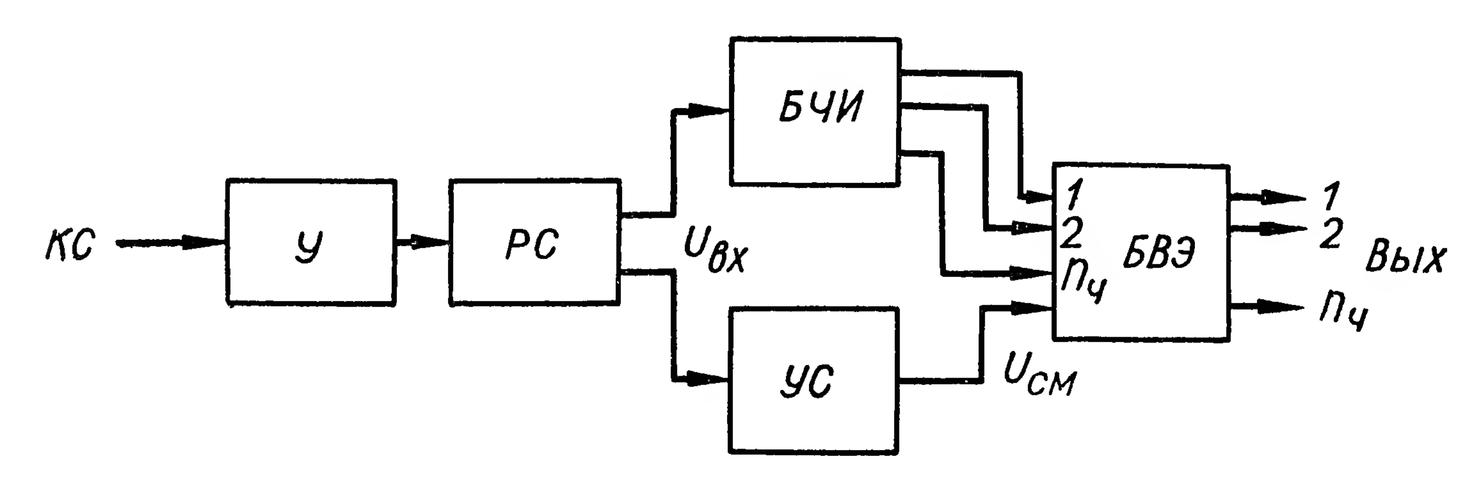


Рис. 94. Блок-схема приемника частотных импульсов с дополнительным смещением, зависимым от уровня входного сигнала.

гнала на входе приемников. При определенной функциональной зависимости между величиной сигнала на входе и напряжением смещения входные устройства будут работать с постоянным коэффициентом запаса по срабатыванию независимо от изменения в значительных пределах уровня сигнала в канале связи.

Кроме того, при соответствующем выборе напряжения смещения устраняется воздействие соседних частот и комбинационных частот, попадающих в полосу пропускания фильтров, так как частотные приемники, не входящие в передаваемую кодовую комбинацию, запираются сигналом по цепи смещения.

Блок-схема приемника частотных импульсов с дополнительным смещением, зависимым от уровня входного сигнала, приведена на рис. 94. Блок частотных избирателей *БЧИ* и общий узел смещения *УС* включаются на выход развязывающей схемы *РС*, которая устраняет влияние изменения сопротивления частотных избирателей на общий входной усилитель *У*.

Блок частотных избирателей *БЧИ* состоит из отдельных $n_ч$ частотных избирателей, настроенных на различные частоты, принятые при построении шкалы рабочих частот.

Узел смещения *УС* образует на выходе постоянное напряжение $U_{см}$, зависимое по величине от уровня входного сигнала. Входное напряжение $U_{вх}$ поступает как на вход узла смещения *УС*, так и на блок частотных избирателей *БЧИ*. Напряжения $U_{ч}$ с выходов *БЧИ* и напряжения смещения $U_{см}$ подаются на входы блока выходных элементов *БВЭ*, количество которых равно $n_{ч}$.

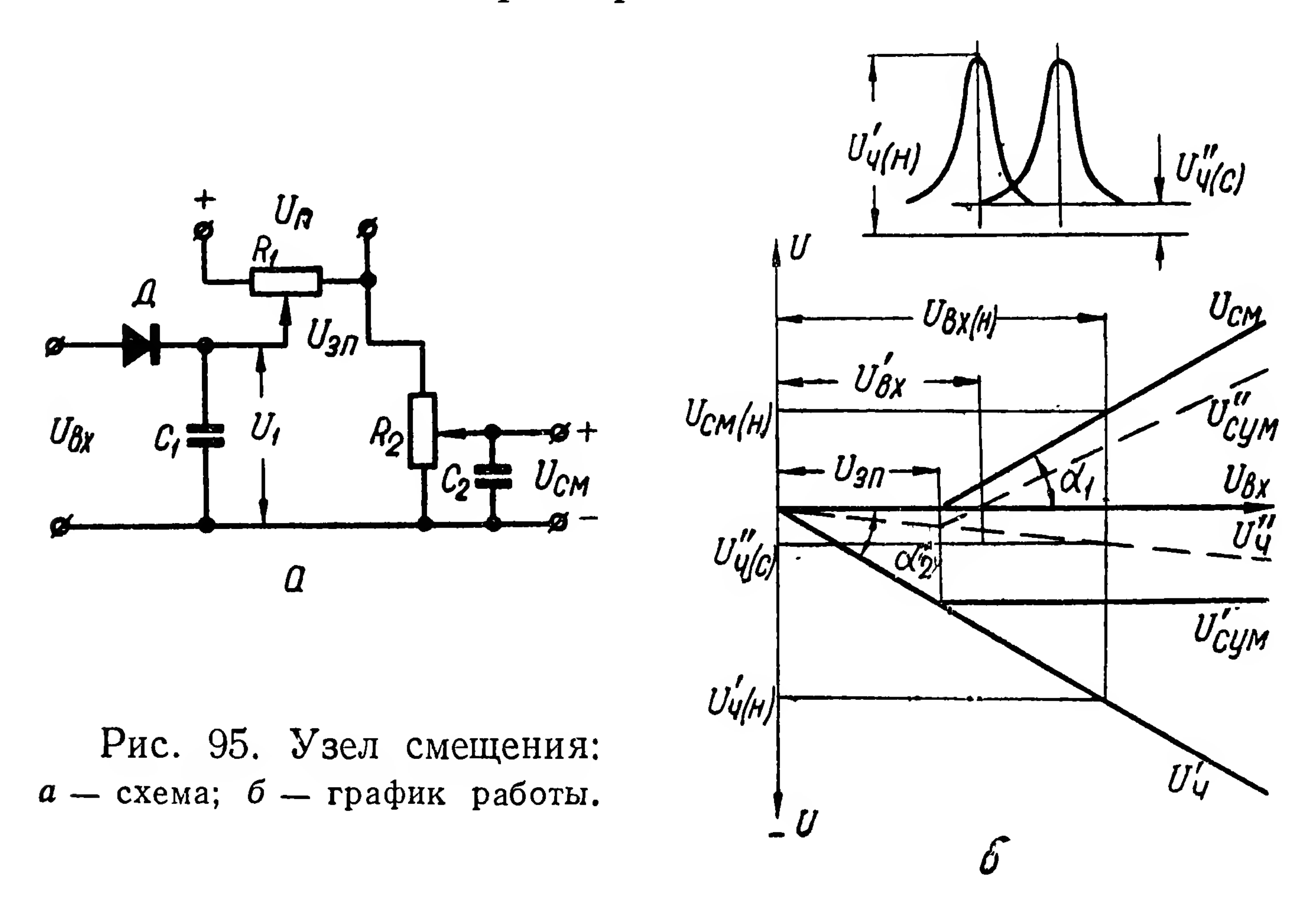


Рис. 95. Узел смещения:
а — схема; *б* — график работы.

На рис. 95, *а* приведена одна из наиболее простых схем узла смещения *УС*. Полупроводниковый диод *Д* запирается напряжением $U_{зп}$ от источника напряжения питания $U_{п}$. Следовательно, напряжение $U_{см}$ на выходе равно нулю до тех пор, пока

$$U_1 \leqslant U_{зп}.$$

При $U_1 > U_{зп}$ диод *Д* отпирается и напряжение $U_{см}$ возрастает пропорционально входному напряжению $U_{вх}$, как показано на рис. 95, *б*. Напряжение на выходе частотных избирателей также возрастает пропорционально $U_{вх}$. На рис. 95, *б* приведено напряжение $U'_{ч}$ на выходе частотного избирателя, настроенного на частоту входного сигнала, и напряжение $U''_{ч}$ на выходе соседнего частотного избирателя по шкале рабочих частот, а также суммарные напряжения $U'_{сум}$ и $U''_{сум}$ на входе *БВЭ*. В случае, когда $\alpha_1 = \alpha_2$, напряжение $U'_{сум}$ стабилизируется, а напряжение $U''_{сум}$ возрастает. При

$$U_{вх} > U'_{вх}$$

эти напряжения имеют противоположные полярности. Поскольку входными элементами *БВЭ* являются эмиттерные повторители на транзисторах, то один из них будет открываться, а второй — закрываться. Следовательно, срабатывать будут только выходные элементы, связанные с частотными избирателями, настроенными на частоту сигнала. Все же остальные выходные элементы надежно запираются.

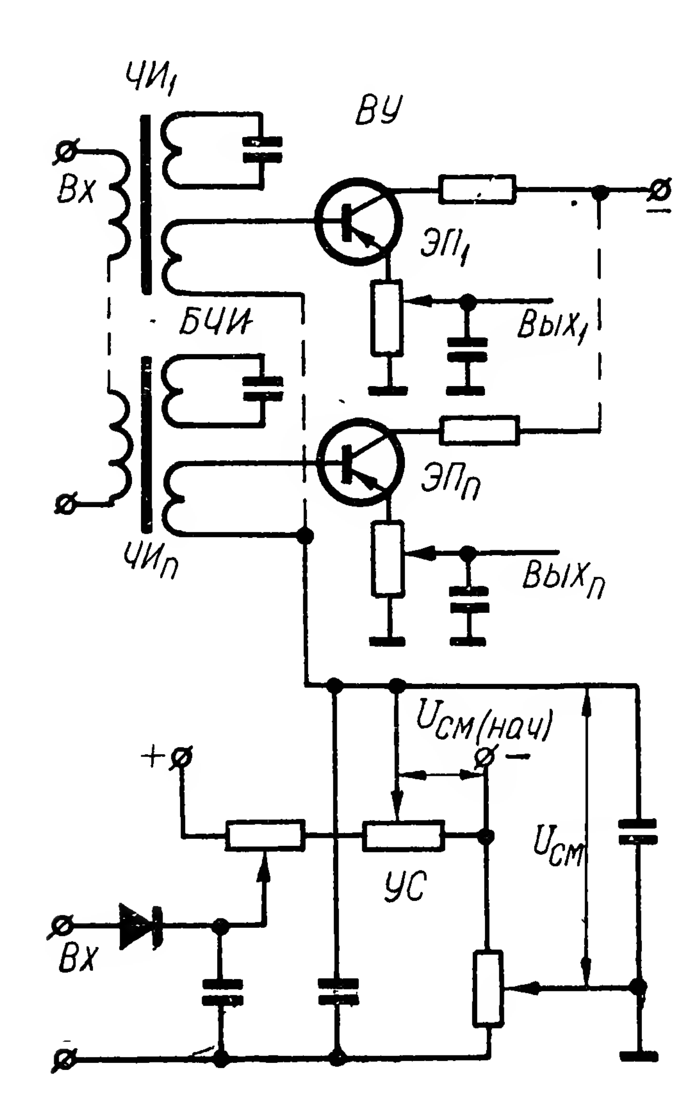


Рис. 96. Схема частотного приемника с дополнительным смещением, зависимым от уровня входного сигнала.

Изменение напряжения $U_{зп}$ (рис. 95, *а*) осуществляется при помощи делителя R_1, а угол наклона характеристики $U_{см}$ — делителем R_2.

Чтобы устранить воздействие соседних частот, напряжение смещения $U_{см(н)}$ (при номинальном напряжении *m*-частотного сигнала на входе $U_{вх(н)}$) должно ответить условию

$$U_{см(н)} > 2U''_{ч(с)}, \qquad (7\text{-}15)$$

где $U''_{ч(с)}$ — наибольшее напряжение на выходе частотного избирателя при воздействии на входе номинального напряжения сигнала на одной из соседних частот. Кроме того, для устранения воздействия комбинационных частот при значительных искажениях в канале связи напряжение смещения должно быть

$$U_{см(н)} \geqslant 0{,}3\,U'_{ч\,(н)}, \qquad (7\text{-}16)$$

где $U'_{ч(н)}$ — напряжение на выходе частотного избирателя при воздействии на входе номинального напряжения сигнала на частоте настройки.

Так как на основании теоретических и экспериментальных исследований [27] установлено, что величина напряжения комбинационных частот не превышает 30% от напряжения основных частот, то напряжение смещения, выбранное в соответствии с выражением (7-16), полностью устраняет их воздействие.

Полосу срабатывания, время срабатывания и время отпускания частотных избирателей приемника с дополни-

тельным смещением, зависимым от уровня входного сигнала, можно определить из соответствующих выражений (7-10), (7-11) и (7-12), если вместо коэффициента запаса по срабатыванию выходного устройства $K_з$ подставлять

$$K'_з = \frac{U'_{ч(н)}}{U_{см(н)} + U_{ср}},$$

где $U_{ср}$— напряжение срабатывания выходного устройства. При этом действительный коэффициент запаса по срабатыванию выходного устройства

$$K_з = \frac{U'_{ч(н)} - U_{см(н)}}{U_{ср}}. \quad (7\text{-}17)$$

На рис. 96 приведена схема частотного приемника с дополнительным смещением, зависимым от уровня входного сигнала. В качестве частотных избирателей *ЧИ* в приемнике применены простые *LC*-контуры. Схема узла смещения *УС* несколько изменена для того, чтобы при

$$U_{вх} \leqslant U_{зп}$$

наряжение смещения не равнялось нулю, а было равно некоторой постоянной начальной величине $U_{см(нач)}$, что повышает помехоустойчивость приемника. В качестве выходных устройств *ВУ* применены эмиттерные повторители $ЭП_1$—$ЭП_n$.

§ 9. УЗЛЫ ОБРАЗОВАНИЯ И ФИКСАЦИИ ВРЕМЕННЫХ КАЧЕСТВЕННЫХ ПРИЗНАКОВ

Временные качественные признаки импульсов и пауз используются для целей избирания преимущественно в распределительных устройствах *ТУ—ТС*.

Если длительность импульса незначительна (до 10 *мсек*), то для его образования применяется феррито-транзисторная ячейка (рис. 67, *а*), длительность импульса на выходе которой линейно зависит от числа витков выходной обмотки, включаемой в базу транзистора.

Импульсы любой заданной длительности образуются при помощи одновибраторов на транзисторах. Если в качестве генератора импульсов используется мультивибратор, то при помощи одновибратора его можно остановить на заданном такте переключений (рис. 97). Мультивибратор *МВ* связан

с одновибратором *ОВ* через транзистор *Т*, который нормально закрыт и не влияет на работу *МВ*. При поступлении запускающего отрицательного импульса на вход одновибратора *ОВ* он переключается в положение *2*, транзистор *Т* открывается и мультивибратор *МВ* фиксируется в положении *1* до тех пор, пока нормальное состояние *ОВ* не восстановится.

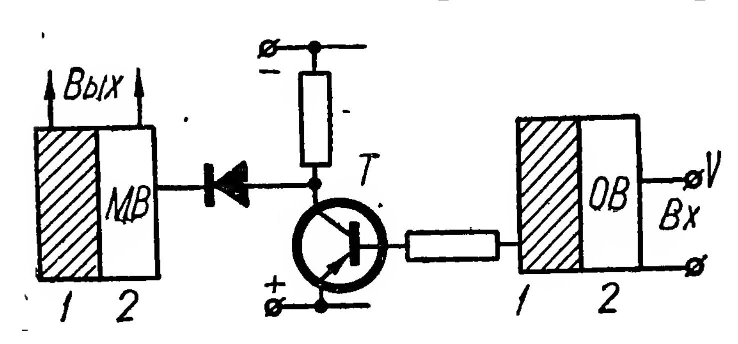


Рис. 97. Схема управляемого генератора импульсов.

Узлы фиксации длительности импульса приведены на рис. 98. Длительность импульсов фиксируется при помощи одновибратора в соответствии с блок-схемой (рис. 98, *а*). В исходном состоянии на выходе *1* одновибратора *ОВ* имеется напряжение, а на выходе *2* импульсного усилителя *ИУ* напряжение отсутствует. Следовательно, на выходе узла совпадения *УС* напряжение также отсутствует. При поступ-

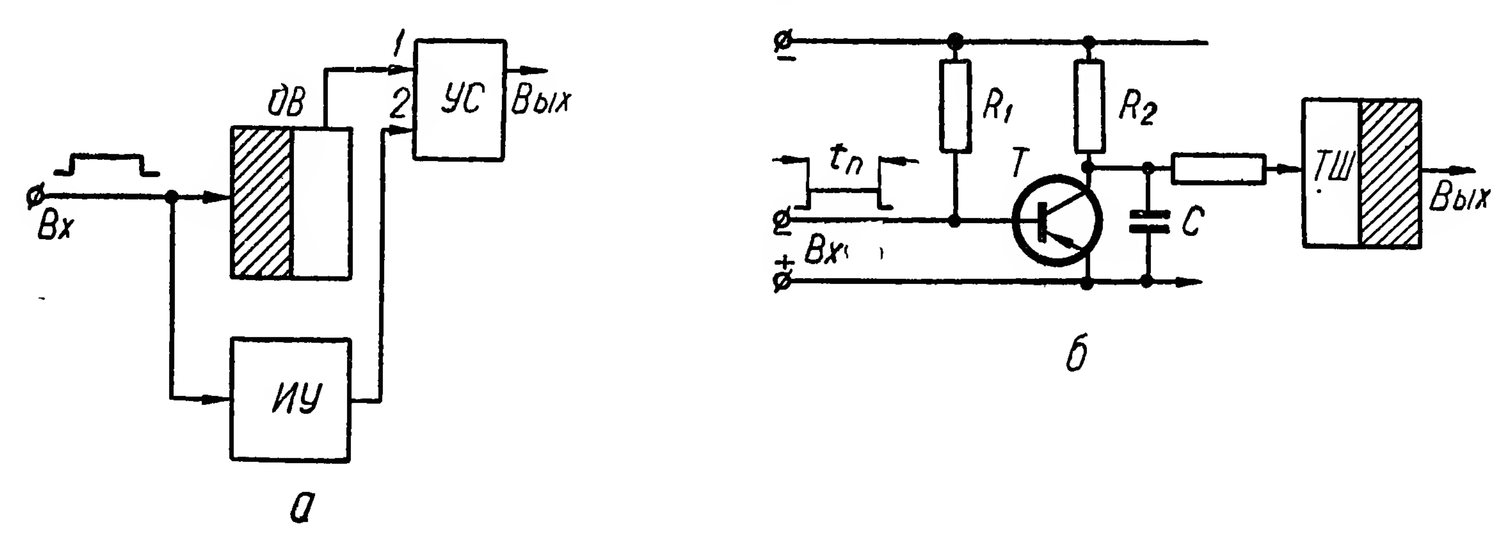


Рис. 98. Узлы фиксации длительности импульсов:

а — при помощи одновибратора; *б* — с использованием цепи *RC* и триггера Шмитта.

лении импульса одновибратор изменяет свое состояние и напряжение с его выхода *1* снимается. Одновременно появляется напряжение на выходе *2* усилителя. Если первоначальное положение одновибратора восстановится раньше окончания входного импульса, то на выходе *УС* образуется импульс, длительность которого равна разности между продолжительностью входного импульса и временем восстановления одновибратора.

Длительность импульса также можно фиксировать при помощи цепи *RC* и триггера Шмитта (рис. 98, *б*). В нормальном состоянии транзистор *Т* открыт отрицательным напряжением смещения $U_{см}$, поданным через сопротивление

R_1, и на вход триггера Шмитта *ТШ* подается незначительное напряжение. При поступлении на вход схемы положительного импульса транзистор *Т* закрывается, и конденсатор *С* начинает заряжаться через сопротивление R_2. По истечении определенного промежутка времени напряжение на конденсаторе превысит порог срабатывания *ТШ*, на выходе которого образуется импульс избирания. Если длительность входного импульса будет недостаточна, то *ТШ* не сработает. В течение пауз между импульсами транзистор *Т* открывается, и конденсатор *С* разряжается.

Применяются также схемы образования и фиксации длительности импульса с использованием распределителей, переключаемых от источников импульсов, следующих с постоянной частотой. В этом случае с момента запуска распределителя до момента переключения его на заданную ступень проходит вполне определенный промежуток времени.

Глава восьмая

ЧАСТОТНЫЕ И ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫЕ УСТРОЙСТВА *ТУ — ТС*

§ 1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА УСТРОЙСТВ

Основной проблемой техники телеуправления является повышение помехоустойчивости устройств *ТУ—ТС*. Требуемая степень помехоустойчивости находится в зависимости от уровня помех в канале связи. Следовательно, при использовании проводных кабельных каналов связи требования к помехоустойчивости устройств *ТУ—ТС* сравнительно невысокие. При использовании высокочастотных и особенно радиоканалов связи требования к помехоустойчивости значительно возрастают. В этом случае незаменимыми являются частотные и частотно-временные системы *ТУ—ТС*, обладающие наиболее высокой помехоустойчивостью. Эти устройства также наиболее пригодны при телемеханизации рассредоточенных объектов управления, так как отдельные части частотных устройств *ТУ—ТС*, расположенные на различных *ИП*, функционально меньше связаны между собой. Кроме того, частотные и частотно-временные устройства *ТУ—ТС* имеют простую структурную схему с минимальным числом элементов, включаемых последовательно. Следовательно, структурная надежность этих систем наиболее высокая.

Частотные и частотно-временные устройства *ТУ—ТС* классифицируются в зависимости от принятого метода избирания. К частотным следует относить простые частотные и частотно-комбинационные системы *ТУ—ТС*, а к частотно-временным — соответственно частотно-распределительные и частотно-комбинационно-распределительные.

При построении простых частотных и частотно-комбинационных систем *ТУ—ТС*, как правило, применяется значительное количество частотных позиций (рабочих

частот), поэтому эти системы также называются многочастотными.

Наиболее простую структурную схему имеют частотные системы *ТУ—ТС*. Однако их применение может быть оправданным только при сравнительно небольшом количестве объектов *ТУ—ТС* (до 5—10) и, если есть необходимость, в циркулярном выборе.

Частотно-комбинационные системы *ТУ—ТС* применяются при количестве объектов до 20—30.

Частотно-временные системы *ТУ—ТС* являются наиболее универсальными и могут применяться при любом количестве объектов управления и контроля.

В настоящее время частотные и частотно-временные системы *ТУ—ТС* выполняются полностью бесконтактными с использованием в качестве основных элементов полупроводниковых диодов и транзисторов. Для сосредоточенных объектов устройства телеуправления и телесигнализации представляют собой независимые блоки.

При построении частотных и частотно-временных систем *ТУ—ТС* рабочая полоса частот выбирается в подтональном, тональном и надтональном диапазонах.

С точки зрения наиболее эффективного использования каналов связи ширина полосы пропускания частотных фильтров должна быть минимальной. При уменьшении полосы пропускания частотных фильтров соответственно повышается помехоустойчивость приемников частотных сигналов. Однако изготовление узкополосных фильтров более сложно, а быстродействие устройств *ТУ—ТС* при их применении снижается, так как время нарастания напряжения на выходе фильтра обратно пропорционально полосе пропускания. Кроме того, для надежной работы частотного устройства *ТУ—ТС* необходимо, чтобы ширина полосы пропускания частотных фильтров значительно превышала суммарную величину их нестабильности и нестабильности генераторов частотных сигналов.

Разнос соседних рабочих частот определяется полосой пропускания частотных фильтров $\Delta f_{ф}$, а также крутизной скатов их частотной характеристики. Обычно

$$\Delta f_{р}\% = (2 \div 5)\,\Delta f_{ф}\%, \qquad (8\text{-}1)$$

причем большая величина разноса принимается для однорезонансных фильтров с характеристиками с более пологими скатами.

При параллельной передаче нескольких частотных сигналов шкалу рабочих частот выбирают с учетом возможного воздействия комбинационных частот, возникающих при прохождении многочастотного сигнала через нелинейные элементы канала связи (например, усилители). Как известно [27], при двухчастотном сигнале наибольшую амплитуду имеют комбинационные частоты вида

$$2f_j \pm f_n. \quad (8\text{-}2)$$

Для устранения их влияния шкалу рабочих частот выбирают таким образом, чтобы рабочие частоты не совпадали с комбинационными. При этом шкала частот получается неравномерной, сжатой в начале и растянутой в конце, так как полоса пропускания приемников частотных сигналов увеличивается с повышением частоты настройки. Коэффициент разноса частот

$$K_р = \frac{f_{n+1}}{f_n}. \quad (8\text{-}3)$$

Следовательно, любая частота определяется из выражения

$$f_n = f_1 K_р^{n-1}. \quad (8\text{-}4)$$

При этом шкала частот получается неравномерной, что несколько расширяет занимаемую полосу частот. Поэтому предпочтительно применение специальных приемников со смещением, зависимым от уровня входного сигнала, исключающим влияние комбинационных частот. В этом случае шкала частот может быть равномерной.

§ 2. ПРОСТЫЕ ЧАСТОТНЫЕ УСТРОЙСТВА *ТУ — ТС*

Блок-схема простого частотного устройства телеуправления приведена на рис. 99. Ключи или кнопки управления *КУ* непосредственно воздействуют на индивидуальные генераторы *БИГ*. После усиления на передающей стороне усилителем $У_1$, а на приемной — усилителем $У_2$, частотные сигналы воздействуют на приемники частотных сигналов *ПЧС*, на выходе которых включаются исполнительные элементы объектов управления *ИЭ*. Количество используемых частотных позиций равно удвоенному числу двухпозиционных объектов управления *ОУ*.

В устройствах телесигнализации аппаратура *ДП* и *ИП* меняется местами, вместо ключей управления используются блок-контакты объектов, а вместо объектов управления на выходе исполнительных элементов *ИЭ* включаются сигнальные лампы. В устройствах *ТС* этого типа может быть обеспечен непрерывный контроль исправности канала связи и всей аппаратуры *ТС*, а также потери питания на *ИП*. В этом случае для каждого объекта *ТС* выделяется по одной частотной позиции и при включенном состоянии объекта на *ДП* непрерывно передается соответствующий частотный сигнал. При аварийном отключении объекта его частотный сигнал исчезает, что фиксируется на *ДП*. Частотный сигнал также исчезает при неисправностях в индивидуальных цепях объектов *ТС*.

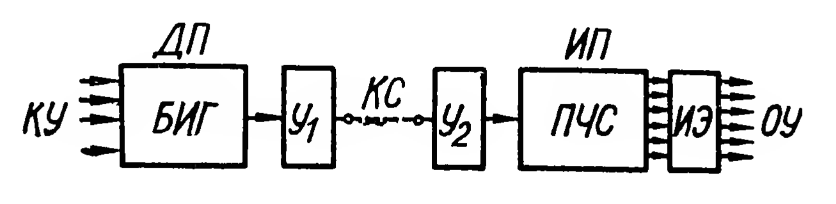


Рис. 99. Блок-схема простого частотного устройства *ТУ*.

При неисправности канала связи или общих узлов аппаратуры, а также при потере питания на *ИП* все частотные сигналы исчезают, что фиксируется на *ДП*.

Устройство *ТС* типа БЧСС-1/19. Устройство *ТС* типа БЧСС-1/19 выпускается Орловским заводом приборов и предназначено для телемеханизации рассредоточенных двухпозиционных объектов при любой конфигурации каналов связи. В устройстве обеспечивается постоянный контроль исправности канала связи и всей аппаратуры *ТС*.

Комплект устройства состоит из аппаратуры диспетчерского пункта и 19 блоков контролируемых пунктов, каждый на один объект контроля. Основному положению каждого контролируемого объекта соответствует непрерывная передача индивидуального частотного сигнала. При изменении положения объекта соответствующая индивидуальная частота исчезает, что фиксируется на *ДП*. Шкала частот выполнена неравномерной, что снижает влияние комбинационных частот. Коэффициент разноса частот принят $K_р = 1{,}136$, а $f_1 = 390$ *гц*. Используются следующие рабочие частоты: 390, 443, 503, 570, 648, 735, 835, 948, 1077, 1220, 1380, 1565, 1775, 2020, 2300, 2610, 2980, 3380, 3830 *гц*.

Блок-схема аппаратуры *ДП* и одного $КП_1$ устройства типа БЧСС-1/19 приведена на рис. 100. На $КП_1$ напряжение от блока питания $БП_1$ через блок-контакты объекта $БК_1$ подается на генератор индивидуальной частоты $ГЧ_1$ и уси-

литель $У_1$. На выходе усилителя включается полосовой фильтр $ПФ_1$, увеличивающий входное сопротивление для соседних частот. На *ДП* частотные сигналы поступают на вход группового усилителя *ГУ* и далее на индивидуальные приемники частотных сигналов $ПЧС_1$ и реле сигнализации $РС_1$, которые своими н. з. контактами замыкают цепи сигнальных ламп $ЛС_1$. Одновременно с воздействием на реле $РС_1$ с выхода $ПЧС_1$ импульсный сигнал через схему *ИЛИ* воздействует на вызываемый триггер *ВТ*, включающий общий звуковой сигнал, который снимается общей кнопкой квитирования *ККС*. При размыкании блок-контак-

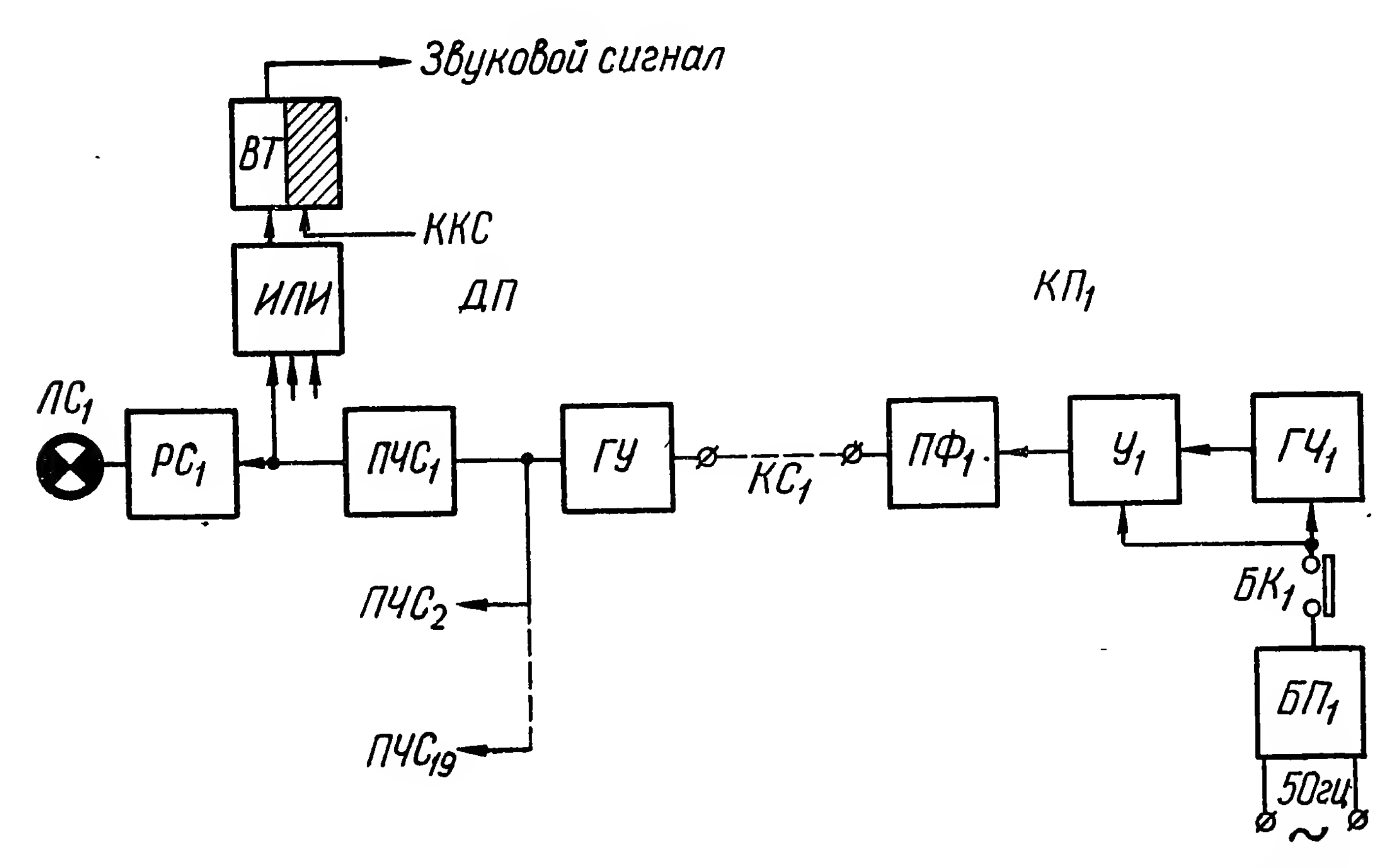


Рис. 100. Блок-схема аппаратуры *ДП* и одного *КП* устройства типа БЧСС-1/19.

тов объектов соответствующие реле сигнализации обесточиваются и включают сигнальные лампы. Одновременно подается звуковой сигнал. Сигнализация также срабатывает при обрыве канала связи, потери питания на $КП_1$ и неисправностях аппаратуры.

Устройство типа БЧСС-1/19 предназначено для работы по любым каналам связи с диапазоном эффективно передаваемых частот 350—4000 *гц*.

Устройство радиотелеуправления типа ТПМ-61Р. Устройство типа ТПМ-61Р предназначено для телеуправления строительными и погрузочными кранами и другими подвижными объектами. Емкость устройства — 18 команд *ТУ* типа «Включить», «Отключить» и многопозиционных

команд переключения скоростей двигателей. Быстродействие равно 0,05—0,3 *сек*, в зависимости от уровня помех.

Контроль за выполнением команд осуществляется визуально. Аппаратура состоит из переносного передающего устройства и исполнительного приемного устройства, связь между которыми осуществляется по *УКВ* радиоканалу. Дальность действия 100—150 *м*. Каждой из 18 команд присваивается индивидуальная низкая частота в диапазоне от 140 до 950 *гц*, которая модулирует по частоте *УКВ* передатчик. Генератор низкой частоты работает непрерывно на частоте 1000 *гц*. Эта частота выделяется приемным устройством и служит для контроля исправности всей аппаратуры. Передача команд осуществляется нажатием на одну из 18 кнопок, расположенных в передающем устройстве. Контактами кнопок к колебательному контуру генератора подключается дополнительная емкость, что соответственно изменяет его частоту. На приемной стороне сигналы с выхода усилителя низкой частоты подаются на частотные избиратели, выполненные на последовательных *LC*-контурах, на выходе которых включаются исполнительные реле. Устройство типа ТПМ-61Р имеет два вида защит: мгновенную и инерционную, которые обесточивают выходные цепи исполнительных реле. Мгновенная защита срабатывает в том случае, если на выходе усилителя низкой частоты напряжение уменьшается ниже выбранного порога. Это происходит при повреждениях в тракте передатчик-приемник. Инерционная защита срабатывает, когда контрольная частота 1000 *гц* отсутствует более 2,5—3 *сек*, что свидетельствует о высоком уровне помех. При нормальной работе контрольная частота пропадает на 0,5—0,6 *сек* (при передаче команд).

§ 3. ЧАСТОТНО-КОМБИНАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА *ТУ — ТС*

Блок-схема частотно-комбинационного устройства телеуправления (рис. 101) отличается от блок-схемы простого частотного устройства телеуправления (рис. 99) наличием шифратора *Ш*, на который воздействуют ключи управления *КУ*, и дешифратора *ДШ*. При помощи шифратора и блока общих генераторов *БГ* образуется многочастотный сигнал, который декодируется дешифратором.

В общем случае на входе и выходе канала связи *КС* включаются усилители $У_1$ и $У_2$.

Шифраторы частотных кодов. В наиболее простом случае шифратор частотного кода на одно сочетание выполняется на контактах ключей управления. Принцип построения такого шифратора заключается в том, что контактами ключей управления подается питание на соответствующие частотные генераторы. Следовательно, каждый ключ должен иметь $m_ч$ н. о. контактов.

Более универсальны и надежны бесконтактные шифраторы, основным узлом которых является матрица сопротивлений $М_с$, осуществляющая набор кодовых комбинаций (рис. 77). При использовании и качестве входных элементов самовозвратных кнопок управления $КУ_1$, $КУ_2$, ..., $КУ_м$ схема шифратора частотного кода на одно сочетание получается наиболее простой (рис. 102, *а*). Напряжение питания генераторов $Г_1$, $Г_2$,..., $Г_n$ включается через транзисторные ключи $ТК_1$, $ТК_2$, ..., $ТК_n$, которые нормально закрыты. При нажатии кнопки управления через соответствующие входные цепи транзисторных ключей проходит ток, который их открывает. При этом самовозбуждаются соответствующие генераторы, образующие на выходе общего усилителя многочастотный сигнал.

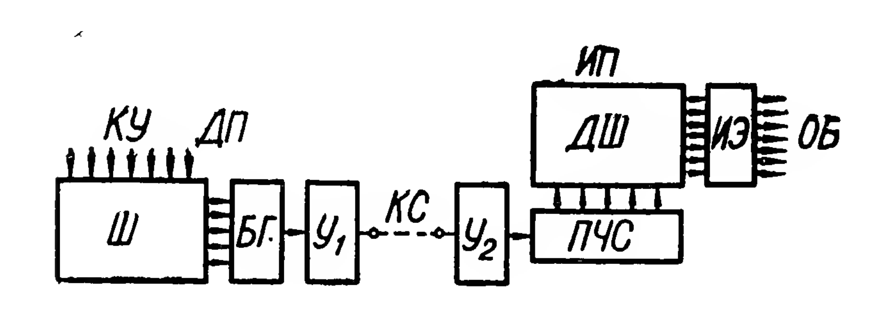


Рис. 101. Блок-схема частотно-комбинационного устройства *ТУ*.

Сопротивления $R_д$, шунтирующие входные цепи транзисторных ключей, необходимы для уменьшения остаточного тока коллектора. При помощи этих сопротивлений выравнивается также чувствительность транзисторных ключей. Величина сопротивлений выбирается в зависимости от коэффициентов усиления транзисторов

$$R_д = (4 \div 8) R_в,$$

где $R_в$ — входное сопротивление транзисторного ключа.

Для транзисторов типа П14 сопротивление $R'_д$ выбирается в пределах 1,5—3 *ком*. Расчет шифратора приведен в работе [26].

На рис. 102, *б* приведена схема шифратора частотного кода на одно сочетание при использовании несамовозврат-

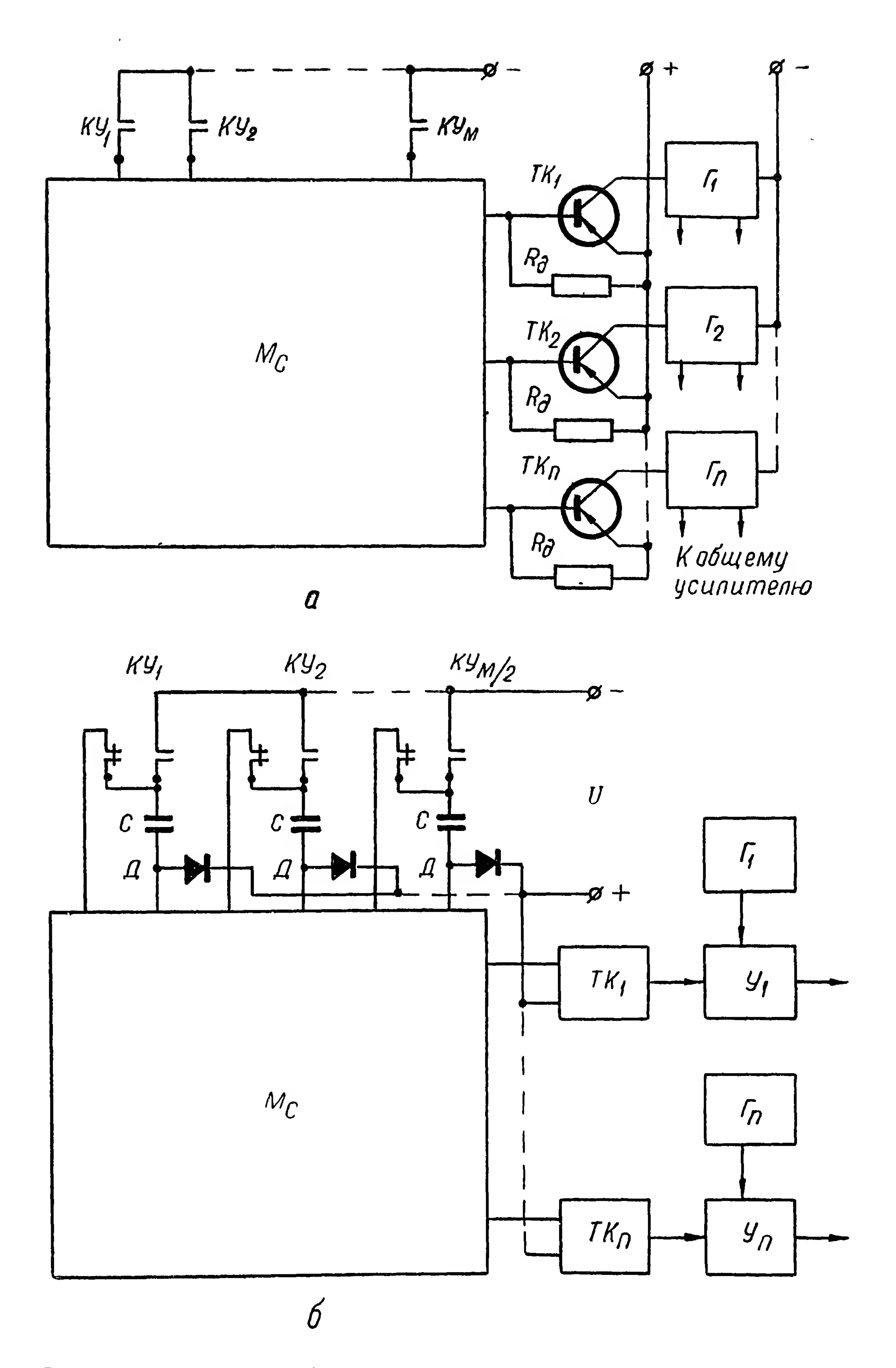


Рис. 102. Схемы шифраторов частотного кода на одно сочетание:

а — при самовозвратных кнопках управления; *б* — при несамовозвратных ключах управления.

ных ключей управления $КУ_1$, $КУ_2$, ..., $КУ_м/_2$. В этой схеме транзисторные ключи $ТК$ открываются током заряда или разряда конденсаторов $С$. Диоды $Д$ служат для образования цепи разряда конденсаторов.

Для возбуждения генераторов требуется некоторое время. Поэтому в целях повышения быстродействия в схеме (рис. 102, *б*) применяются дополнительные индивидуальные усилители $У_1$, ..., $У_n$. В этой схеме напряжение на генераторы подается с момента включения шифратора. Следовательно, генераторы работают в режиме непрерывных колебаний. При помощи транзисторных ключей напряжение питания подается на соответствующие индивидуальные усилители.

Входной трансформатор общего усилителя имеет отдельные обмотки для каждого индивидуального усилителя. Эти обмотки включаются таким образом, что ампервитки подмагничивания взаимно компенсируются.

Длительность открытого состояния транзисторов без учета ложных цепей определяется из уравнения

$$t_{от} = RC\,ln\frac{U}{m_ч I_р R}, \qquad (8\text{-}5)$$

где R — сопротивления матрицы $М_с$;
$I_р$ — ток в выходной цепи матрицы.

Если обозначить

$$\frac{U}{m_ч I_р} = R_1, \qquad (8\text{-}6)$$

то из уравнения (8-5) можно определить величину сопротивления R, при которой $t_{от}$ имеет максимальное значение. В результате несложных вычислений

$$R = \frac{R_1}{e} \approx \frac{R_1}{2{,}7}.$$

При этом длительность открытого состояния транзисторов

$$t_{от} = RC. \qquad (8\text{-}7)$$

Дешифраторы частотных кодов. Дешифраторы частотных кодов на одно сочетание $C_{n_ч}^{m_ч}$ могут выполняться на контактах выходных реле $ВР$ приемников частотных сигналов, как показано на рис. 103. При малом количестве используемых частотных позиций $n_ч$ применяется схема дешифра-

тора (рис. 103, *а*). Выходные цепи *1—10* воздействуют на исполнительные реле объектов управления. Если число частотных позиций большое, то предпочтительнее схема дешифратора, приведенная на рис. 103, *б*, где количество контактов на реле *ВР* не зависит от числа выходных цепей и равно двум.

Более надежны бесконтактные дешифраторы. На рис. 104 приведены схемы бесконтактных матричных дешифраторов. Основным узлом дешифратора (рис. 104, *а*) является диодная

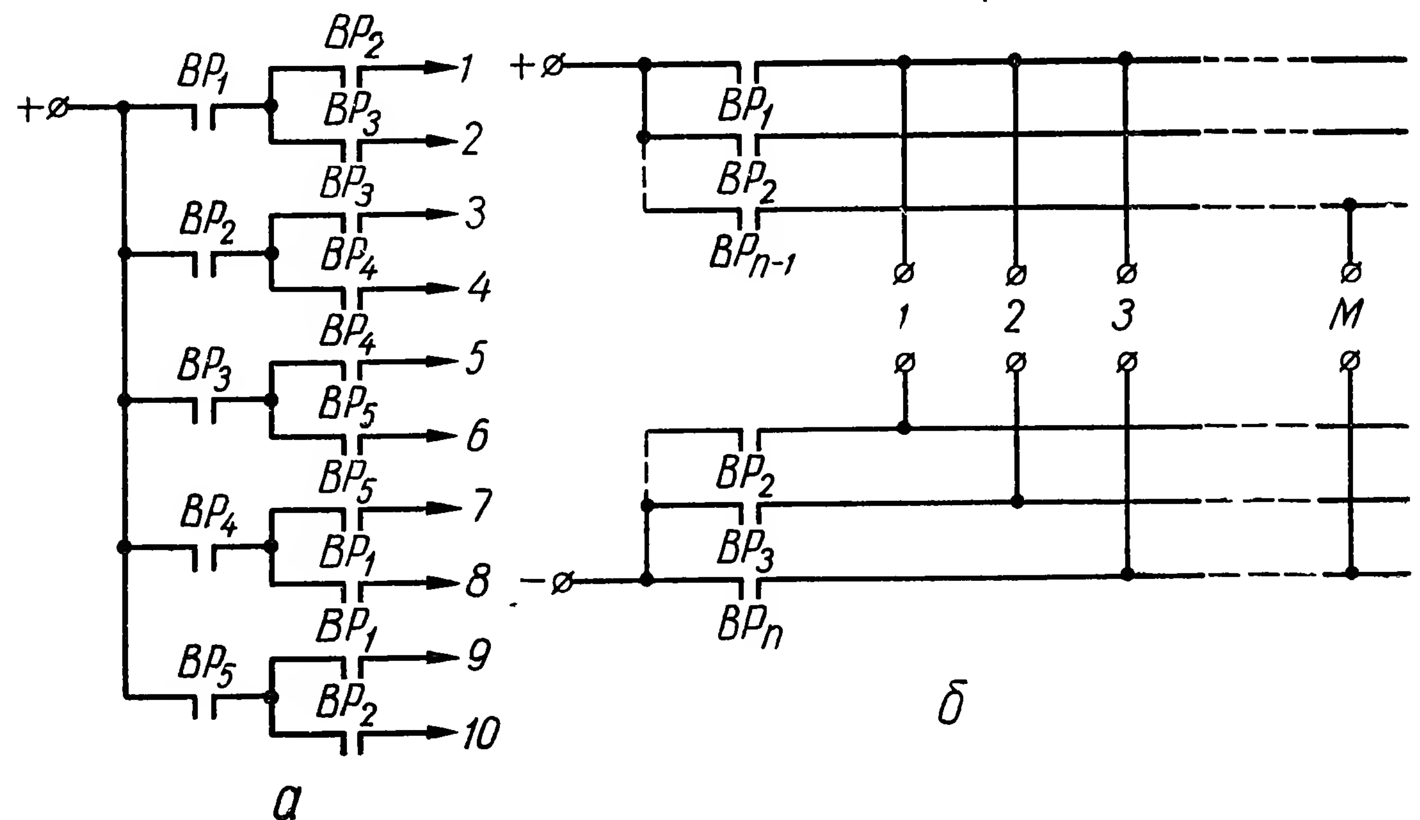


Рис. 103. Схемы контактных дешифраторов частотного кода на одно сочетание:

а — контактная пирамида для $n_ч = 5$; *б* — упрощенная схема.

матрица $М_д$ типа C_n^m. На входе и на выходе диодной матрицы включаются транзисторы T_2 и T_3. Для увеличения входного сопротивления транзисторов T_3 в цепи эмиттеров включены сопротивления обратной связи R_4.

Транзисторы T_1, включенные на выходе приемников частотных сигналов ПЧС (с выходом на постоянном токе), при отсутствии сигнала управления закрыты. При этом транзисторы T_2, включенные во входные цепи диодной матрицы $М_д$, полностью открыты токами, проходящими по цепям R_2, R_3. Следовательно, выходные цепи диодной матрицы нормально шунтируются диодами и транзисторы T_3 закрыты.

При поступлении двухчастотного сигнала соответствующие транзисторы T_1 открываются, а связанные с ними транзисторы T_2 закрываются. При этом на одном из

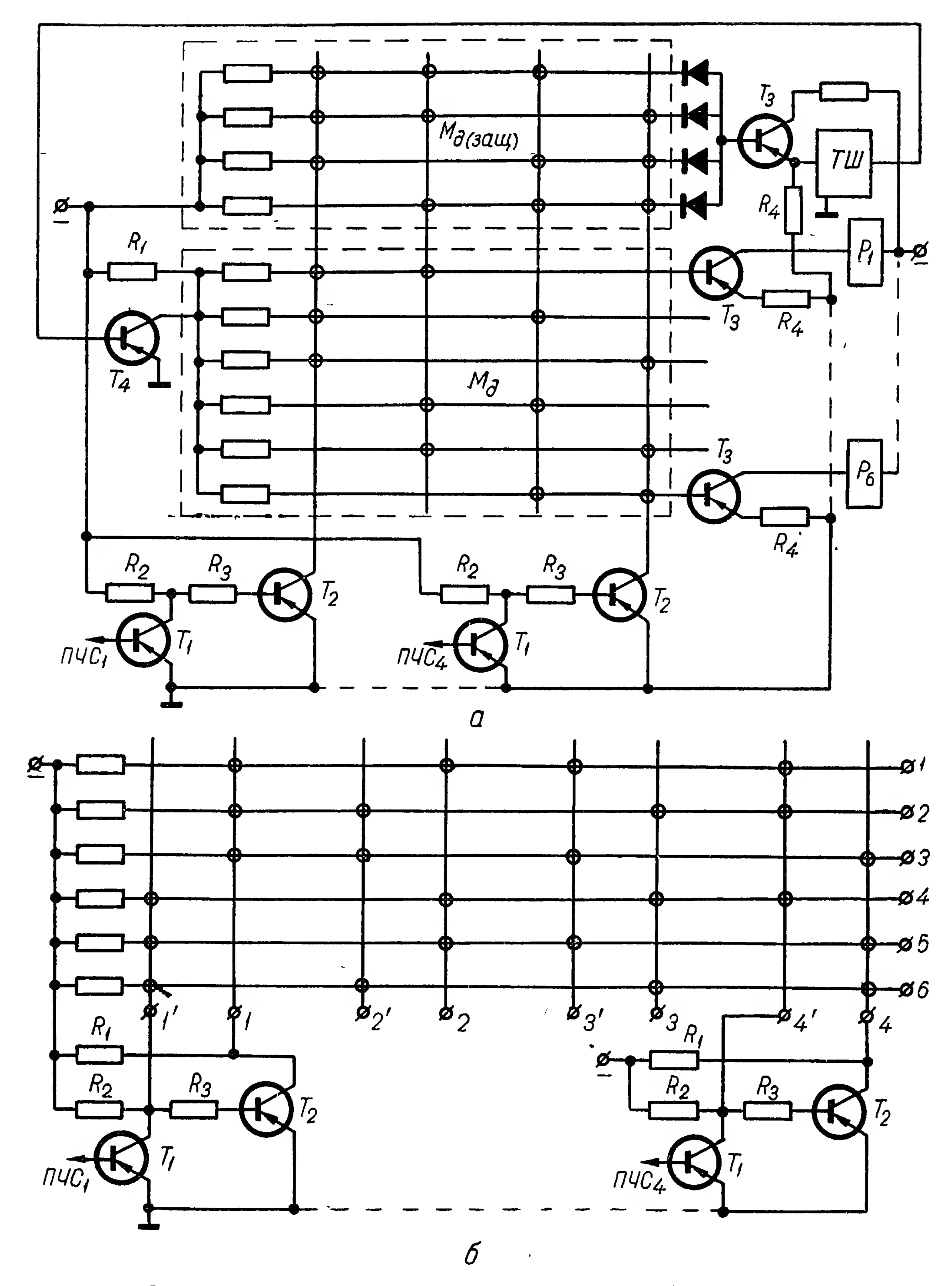


Рис. 104. Схемы бесконтактных матричных дешифраторов частотного кода на одно сочетание при $n_ч = 4$ и $m_ч = 2$:

а — с отдельной защитной матрицей; *б* — совмещенная схема (в точках, отмеченных кружками, включаются диоды).

выходов диодной матрицы возникает импульс, открывающий транзистор T_3. В результате соответствующее исполнительное реле P срабатывает.

Для повышения помехоустойчивости устройства *ТУ* в схеме дешифратора (рис. 104, *а*) применяется защитная диодная матрица $M_{д(защ)}$ типа C_n^{m+1}. Эта матрица выполняет числовую защиту. Если вследствие действия помех, комбинационных частот или ошибочной передачи двух команд одновременно сработает более $m_ч$ приемников частотных сигналов, то на выходе матрицы $M_{д(защ)}$ возникает отрицательное напряжение, которое через схему *ИЛИ* на диодах воздействует на триггер Шмитта *ТШ*. Срабатывая, триггер *ТШ* открывает ключ T_4, шунтирующий питание основной диодной матрицы $M_д$.

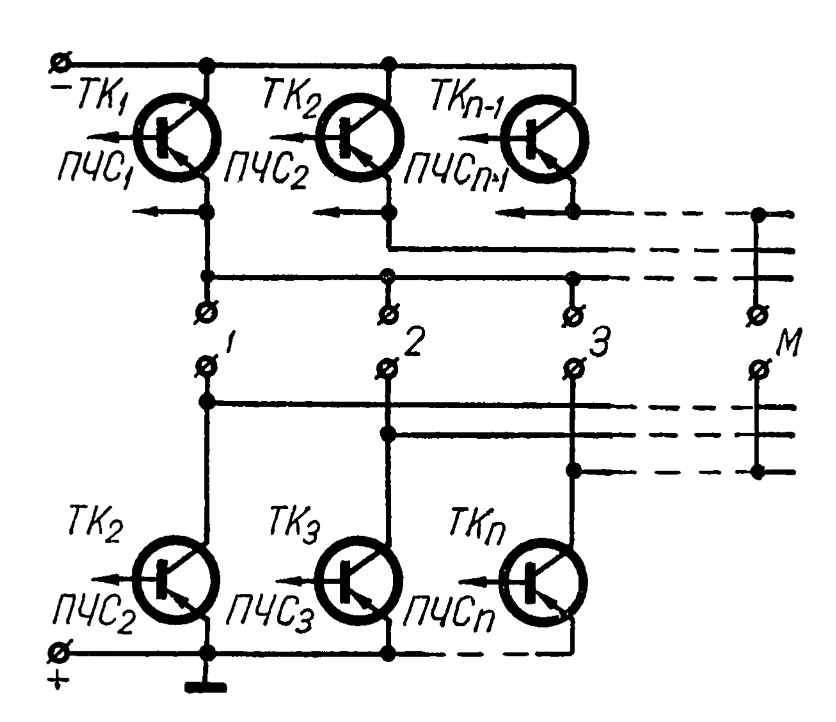


Рис. 105. Бесконтактный дешифратор, выполненный по упрощенной схеме без числовой защиты.

В устройствах *ТС* на выходы матрицы $M_д$ включаются запоминающие элементы (например, триггеры на транзисторах), от которых подается питание на лампы сигнализации.

На рис. 104, *б* приведена более экономичная схема матричного дешифратора, в которой основная и защитная матрицы совмещены. Входы *1—4* относятся к основной диодной матрице, а входы *1'—4'* — к защитной. Общее количество диодов в каждой из пар входных цепей *1—1'*, ..., *4—4'* равно количеству выходов.

В схеме (рис. 104, *б*) в отличие от схемы (рис. 104, *а*) управление диодами матрицы потенциальное, что увеличивает напряжение импульсов управления на выходе матрицы. При отсутствии сигнала управления транзисторы T_1 закрыты, а T_2— открыты. Следовательно, диоды во входных цепях *1—4* открыты, а в цепях *1'—4'* закрыты падением напряжения на транзисторах T_1.

При поступлении двухчастотного сигнала соответствующие транзисторы T_1 открываются, а T_2 закрываются, что приводит к запиранию связанных с ними диодов основной матрицы и отпиранию диодов защитной матрицы.

Схема бесконтактного дешифратора, выполненная по основе схемы (рис. 103, *б*), в которой контакты заменены транзисторными ключами *ТК*, приведена на рис. 105. Эта схема более экономична по расходу элементов, чем матричный дешифратор. Однако, она не имеет числовой защиты и менее универсальна, так как выходные цепи не имеют общей точки, вследствие чего применение усилителей на выходе исключается. По этой же причине применение усилителей на входе затруднительно. Кроме того *ПЧС* должны иметь по два выхода на постоянном токе за исключением $ПЧС_1$ и $ПЧС_n$.

Устройство *ТУ—ТС* типа БЧСТ-1/16. Это устройство выпускается Орловским заводом приборов и предназначено для телемеханизации рассредоточенных объектов коммунального хозяйства и промышленных предприятий. В комплект устройства входит аппаратура *ДП* и до 16 *ИП*. Схема устройства *ДП* рассчитана на подключение 4—5 радиальных направлений (физических цепей), к каждому из которых может подключаться до четырех *ИП* при древовидной структуре каналов связи. Емкость устройства в каждом направлении составляет 28 *ТУ* и 10 *ТС* (для двухпозиционных объектов). Длительность посылаемой команды определяется временем нажатия пусковой кнопки, поэтому каждую команду можно использовать для воздействия на настройку регуляторов.

В устройстве всего применяется 18 частот, из которых первые восемь выделены для образования кодовых комбинаций *ТУ* при $m_ч = 2$

$$M = C_8^2 = \frac{8 \cdot 7}{2} = 28.$$

Эти комбинации используются для включения и отключения объектов, расположенных на различных *ИП* данного направления. Следовательно, на каждом из *ИП* для выбора объектов и их позиций используются различные кодовые комбинации.

Остальные десять частот используются для передачи 10 *ТС* простым частотным методом. Эти сигнальные частоты распределяются между *ИП* каждого направления.

Следовательно, устройство типа БЧСТ-1/16 является при *ТУ* частотно-комбинационным и простым частотным при *ТС*.

На рис. 106 приведена блок-схема устройства БЧСТ-1/16. При *ТУ* шифратором *Ш*, построенным на контактах ключей управления *КУ*, выбирается два генератора частот из $ГЧ_1$—$ГЧ_8$. Затем нажатием пусковой кнопки *ПК* одного из направлений выход генераторов подключается к соответствующему линейному блоку *ЛБ*. Сигнал *ТУ* принимается линейными усилителями *ЛУ* всех *ИП*, подключенных к данному направлению, и после усиления воздействует на приемники частотных сигналов *ПЧС*. При этом на одном из *ИП* соответствующие два выходных реле *ВР* срабатывают

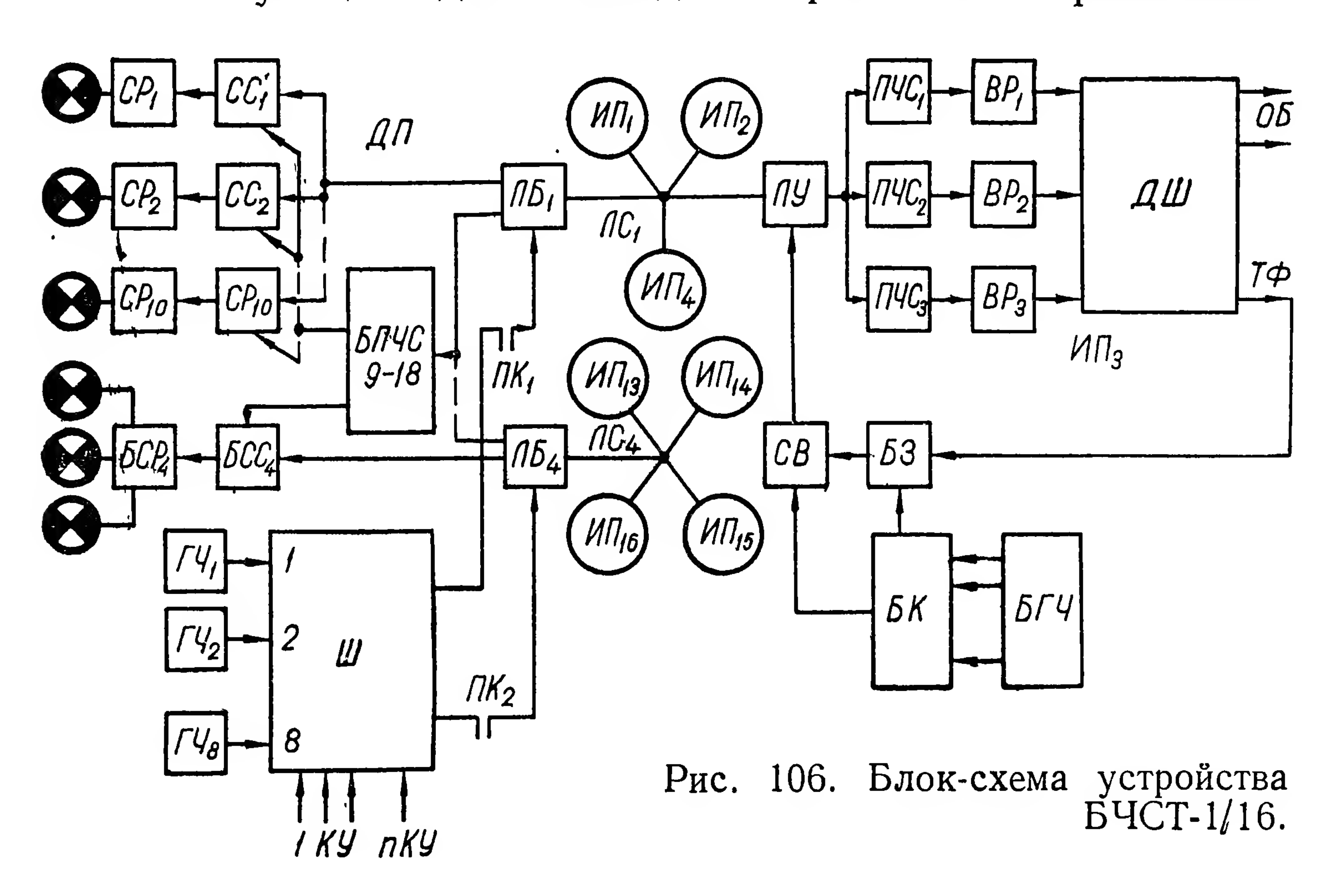


Рис. 106. Блок-схема устройства БЧСТ-1/16.

и своими контактами, образующими дешифратор *ДШ*, замыкают цепи управления. Для передачи телефонного вызова выделяется по одной кодовой комбинации для каждого *ИП*.

Сигналы *ТС* передаются спорадически при любом изменении положения объектов *ТС* и приеме команды «Телефонный вызов». При этом срабатывает блок запуска *БЗ* (одновибратор с временем задержки 3—4 *сек*), который, воздействуя на схему запрета *СЗ*, образует цепь от блока генераторов *БГЧ* через блок-контакты *БК* объектов *ТС* к *ЛУ*, а затем в линию связи *ЛС*. На *ДП* сигнал *ТС* с любого направления через один из линейных блоков *ЛБ* поступает на общий блок приемников частотных сигналов *БПЧС*. Одновременно от *ЛБ* воздействие передается на соответствующие схемы совпадения $СС_1$—$СС_{10}$. Второе воздей-

ствие на эти схемы передается от *БПЧС*. Следовательно, сработают только сигнальные реле *СР* данного направления.

Спорадический характер действия устройств *ТУ—ТС* позволяет использовать линию связи для ведения телефонных переговоров. Телефонные аппараты с высокоомным выходом подключаются с *ЛС* через амплитудные ограничители, предотвращающие подавление сигналов *ТС*.

В качестве приемников частотных сигналов в устройстве применяются фильтры типа *К*, включаемые на вход специальной приемно-преобразовательной схемы (рис. 91).

§ 4. ЧАСТОТНО-РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ТЕЛЕСИГНАЛИЗАЦИИ

Частотно-распределительный метод избирания применяется преимущественно в устройствах телесигнализации, когда необходимо выполнить циркулярную передачу сигналов при значительном количестве объектов *ТС*.

Блок-схема частотно-распределительного устройства сигнализации при пошаговом переключении распределителей приведена на рис. 107, *а*. Для образования заданного порядка следования многочастотных посылок на передающей стороне *ИП* и для переключения соответствующих цепей на приемной стороне *ДП* применяются бесконтактные распределители на транзисторах $Р_1$ и $Р_2$. Распределитель $Р_1$ запускается узлом запуска *УЗ* при изменении состояния одного из объектов *ТС* или после восстановления ранее нарушенного канала связи *КС*, а распределитель $Р_2$ переключается от импульсов в канале связи при помощи выявителя частотных импульсов *ВИ* (пошаговое переключение). На выходные цепи распределителя $Р_1$ включаются блок-контакты объектов *ТС*, через которые напряжение подается на соответствующие частотные генераторы $Г_1$ — $Г_n$, образующие многочастотные посылки.

С выходных цепей распределителя $Р_2$ напряжение подается на соответствующие цепи диодной матрицы $М_д$, на входы которой одновременно воздействуют приемники частотных сигналов *ПЧС*. Таким образом, осуществляется воздействие на соответствующие исполнительные элементы $ИЭ_1$ — $ИЭ_n$, на выход которых включаются сигнальные лампы $ЛС_1$—$ЛС_n$. Исполнительные элементы *ИЭ*

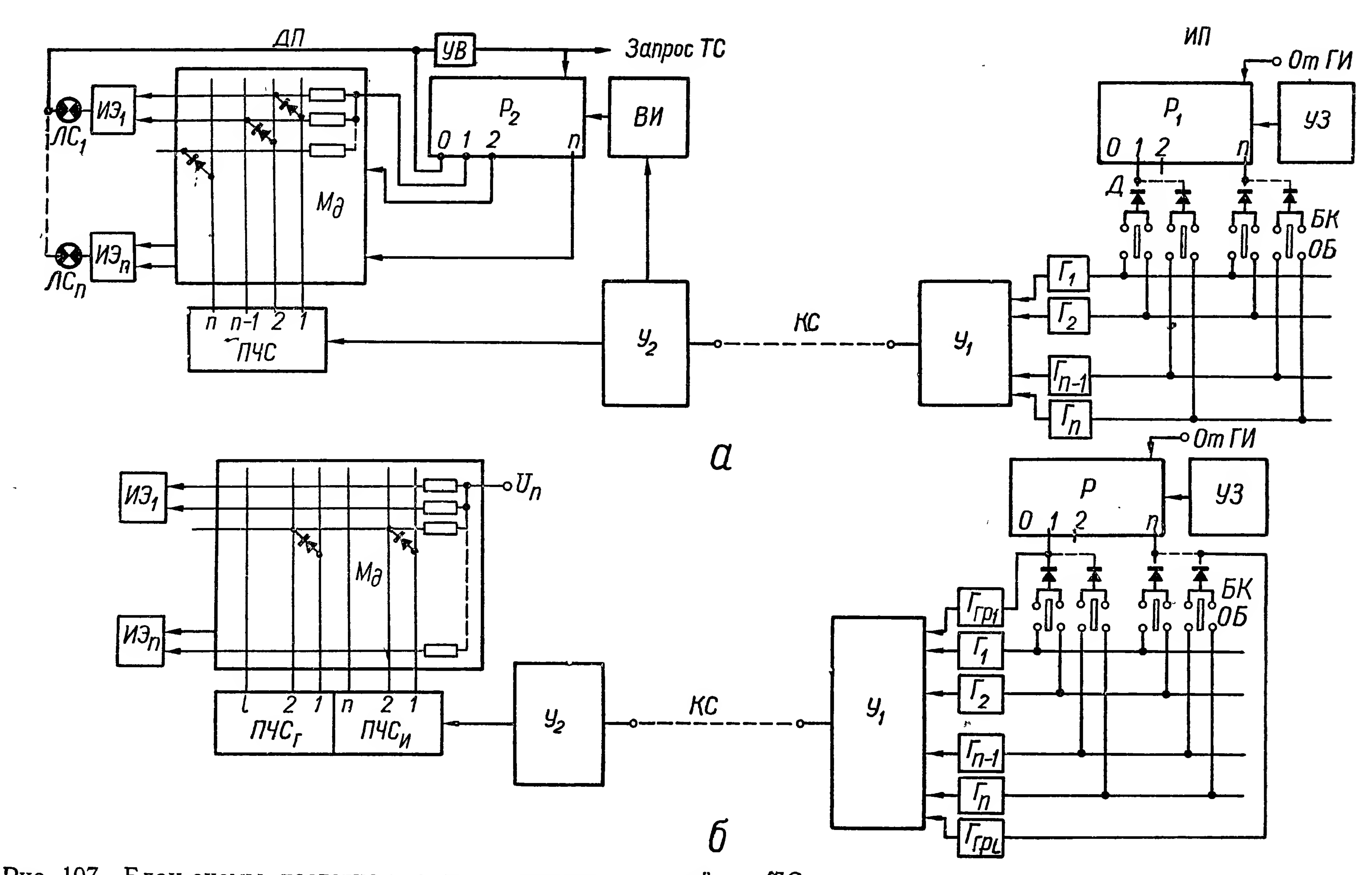


Рис 107. Блок-схемы частотно-распределительных устройств *ТС*:
а — при шаговом переключении распределителей; *б* — с групповым выбором.

С:
ıбором.

представляют собой триггеры на транзисторах, которые изменяют свое состояние в зависимости от того, на какой из его входов поступает импульс с матрицы $M_д$.

Напряжение питания сигнальных ламп поступает с нулевого положения распределителя P_2, чем обеспечивается контроль синфазности переключения распределителей. При расхождении распределителей срабатывает узел восстановления *УВ*, который возвращает распределитель P_2 в нулевое положение и одновременно осуществляет запрос *ТС* (при помощи устройства *ТУ* или посредством кратковременного размыкания цепи *КС*).

Контроль исправности канала связи осуществляется постоянным током или по несущей частоте.

На рис. 107, *а* приведена схема включения блок-контактов объектов при двухпозиционной телесигнализации. Если применяется однопозиционная *ТС*, то в схему включается только один блок-контакт на замыкание, а число частотных генераторов сокращается вдвое. В этом случае при поступлении первого импульса должен осуществляться предварительный сброс всех исполнительных элементов *ИЭ*.

Количество объектов *ТС*

$$N_{тс} = m_ч n_в,$$

где $m_ч$ — число частот в одной посылке;

$n_в$ — число многочастотных посылок, равное количеству ступеней распределителей.

При двухпозиционной телесигнализации количество частотных генераторов и фильтров

$$N_г = 2m_ч,$$

а при однопозиционной

$$N_г = m_ч.$$

Если принять $m_ч = 5$, а $n_в = 10$, то

$$N_{тс} = 5 \cdot 10 = 50.$$

Следовательно, десятью импульсами может быть передано положение 50 объектов *ТС*. В некоторых случаях для повышения помехоустойчивости устройства *ТС* имеет смысл выделить одну частоту для переключения распределителя P_2. Тогда в качестве *ВИ* используется частотный фильтр, настроенный на эту частоту.

Если число объектов TC сравнительно невелико (до 15—20), то применяется частотно-распределительная система телесигнализации с групповым выбором (рис. 107, *б*). В этом устройстве распределитель применяется только на передающей стороне, так как в каждой многочастотной посылке одна частота выделяется для выбора группы. Расшифровка такого сигнала на приемной стороне осуществляется посредством диодной матрицы $M_д$, приемников групповых $ПЧС_г$ и индивидуальных $ПЧС_и$ частотных сигналов. В этом случае количество генераторов увеличивается, так как кроме генераторов индивидуальных частот $Г_1—Г_n$ необходимы генераторы групповых частот $Г_{гр_1}—Г_{гр_l}$, число которых должно быть равным количеству многочастотных посылок $n_в$.

Необходимо отметить, что, несмотря на применение группового выбора, циркулярность передачи сигналов сохраняется для всех объектов TC.

§ 5. ЧАСТОТНО-КОМБИНАЦИОННО-РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

Блок-схема частотно-комбинационно-распределительного устройства телеуправления не отличается от частотно-комбинационного (см. рис. 101). Отличие заключается только в схемах выполнения шифраторов и дешифраторов.

Шифраторы сменнопосылочных кодов. Блок-схема шифратора сменнопосылочного кода на сочетания и с групповым выбором при $n_в = 2$, $n_ч = 4$ и $m_ч = 2$ приведена на рис. 108, *а*. Генераторы частотных импульсов $Г_1$, $Г_2—Г_n$ через индивидуальные эмиттерные повторители $ЭП$ включаются на вход общего усилителя $У$. Набор кодовой комбинации осуществляется самовозвратными ключами управления $КУ$ через матрицы сопротивлений $IM_с$, $IIM_с$ и транзисторные ключи TK. Матрица сопротивлений $IM_с$ предназначена для набора комбинаций, входящих в первую посылку, а матрица $IIM_с$ — для набора комбинаций, входящих во вторую посылку. Последовательность передачи многочастотных посылок осуществляется мультивибратором MB.

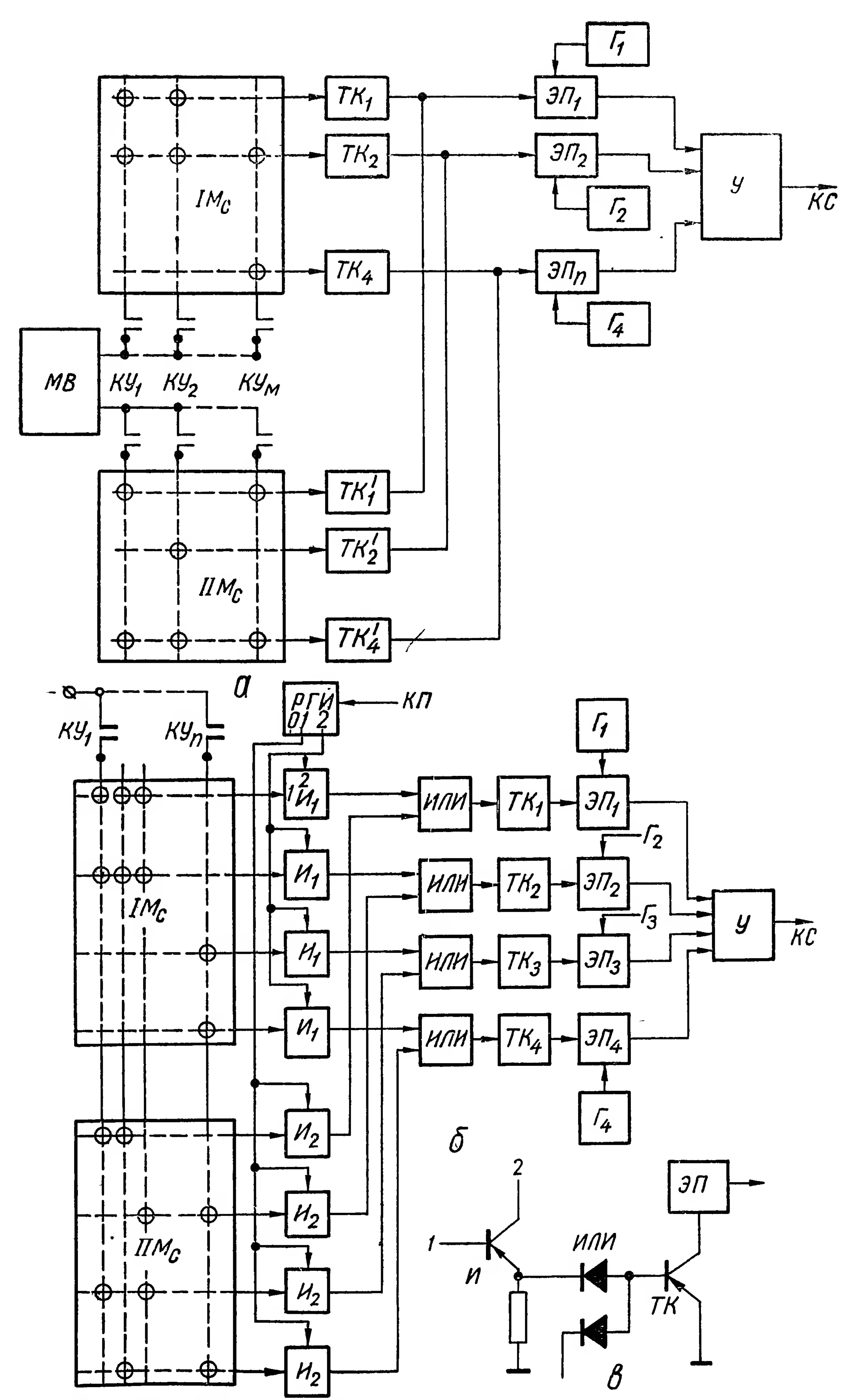


Рис. 108. Блок-схемы шифраторов сменнопосылочного кода:

а — на сочетания и с групповым выбором при $n_в = 2$ и $m_ч = 2$ (в местах, отмеченных кружками, включаются сопротивления); *б* — на размещения при $n_в = 2$ (в местах, отмеченных кружками, включаются сопротивления или сопротивления последовательно с диодами); *в* — схема одной цепи.

При замыкании контактов одного из ключей управления в канал связи *КС* выдаются многочастотные посылки, входящие в комбинацию.

Блок-схема более универсального шифратора сменнопосылочного кода на размещения при $n_в = 2$ приведена на рис. 108, *б*. В этой схеме, в отличие от схемы, приведенной на рис. 108, *а*, ключи управления имеют всего по одному контакту. На выход матриц $IM_с$ и $IIM_с$ (рис. 108, *б*) включены логические схемы *И*, *ИЛИ* и транзисторные ключи *ТК*, с которых напряжение питания подается на соответствующий эмиттерный повторитель *ЭП* генераторов $Г_1$—$Г_4$. Принципиальная схема одной выходной цепи приведена на рис. 108, *в*.

На один из входов схем *И* напряжение поступает с выхода матриц, а на второй вход — от распределителя — генератора импульсов *РГИ*, количество выходов которого равно $n_в + 1$. Запуск *РГИ* осуществляется после поворота одного из ключей управления *КУ* кнопкой пуска *КП*.

Схема, приведенная на рис. 108, *б*, может быть использована также для образования комбинаций сменнопосылочного кода на сочетания или с групповым выбором. Если количество посылок $n_в > 2$, то число матриц соответственно увеличивается.

Поскольку входное сопротивление схемы *И* (рис. 108, *в*) сравнительно большое, то, для уменьшения остаточного тока, последовательно с сопротивлениями матриц $IM_с$ и $IIM_с$ включаются диоды.

Дешифраторы сменнопосылочных кодов. Наиболее простая схема дешифратора получается при использовании сменнопосылочного кода с групповым выбором при $n_в = 2$. Блок-схема дешифратора этого кода применительно к табл. 20 приведена на рис. 109, *а*. Первая диодная матрица $IM_д$ типа C_n^m декодирует многочастотные посылки, а вторая $IIM_д$ типа $n_1 \cdot n_2$ — комбинации посылок. На выходах *1*—*7* $IM_д$ включены элементы кратковременного запоминания, например, в виде одновибраторов OB_1—OB_7, а на выходах $IIM_д$ — исполнительные одновибраторы $ИOB_1$— $ИOB_{56}$. На временной диаграмме (рис. 109, *б*) показана работа дешифратора при последовательной во времени передаче двух различных кодовых комбинаций, причем время срабатывания транзисторных ключей и одновибраторов не учитывается.

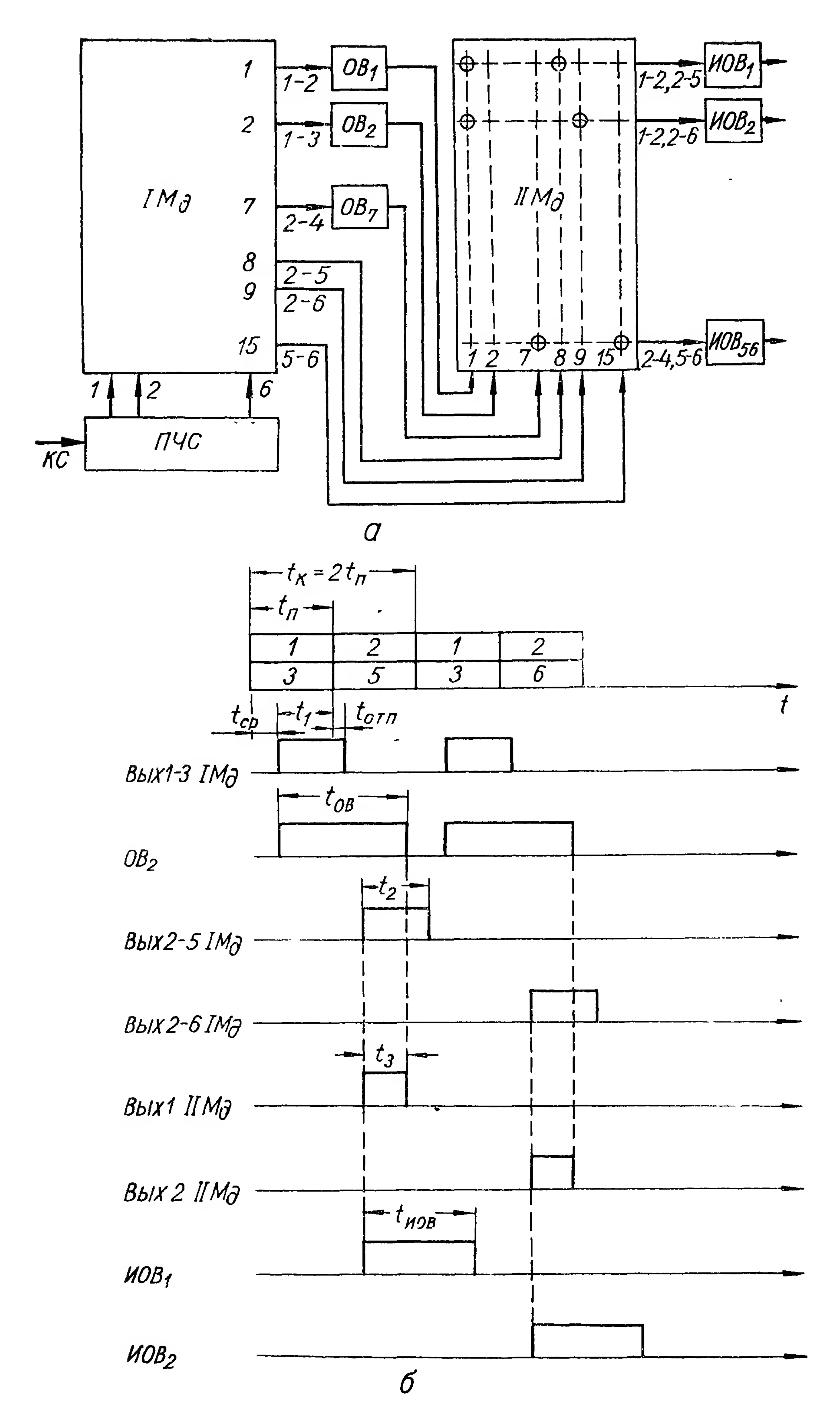


Рис. 109. Блок-схема и временная диаграмма работы дешифратора сменнопосылочного кода с групповым выбором при $n_ч = 6$, $m_ч = n_в = 2$:

а — блок-схема; *б* — временная диаграмма.

На временной диаграмме

$t_{ср}$ и $t_{отп}$ — время срабатывания и отпускания *ПЧС*.

Для нормальной работы дешифратора необходимо, чтобы

$$t_{ср} > t_{отп}.$$

Длительность импульсов на выходе матрицы $IМ_д$

$$t_1 = t_2 = t_п + t_{отп} - t_{ср}.$$

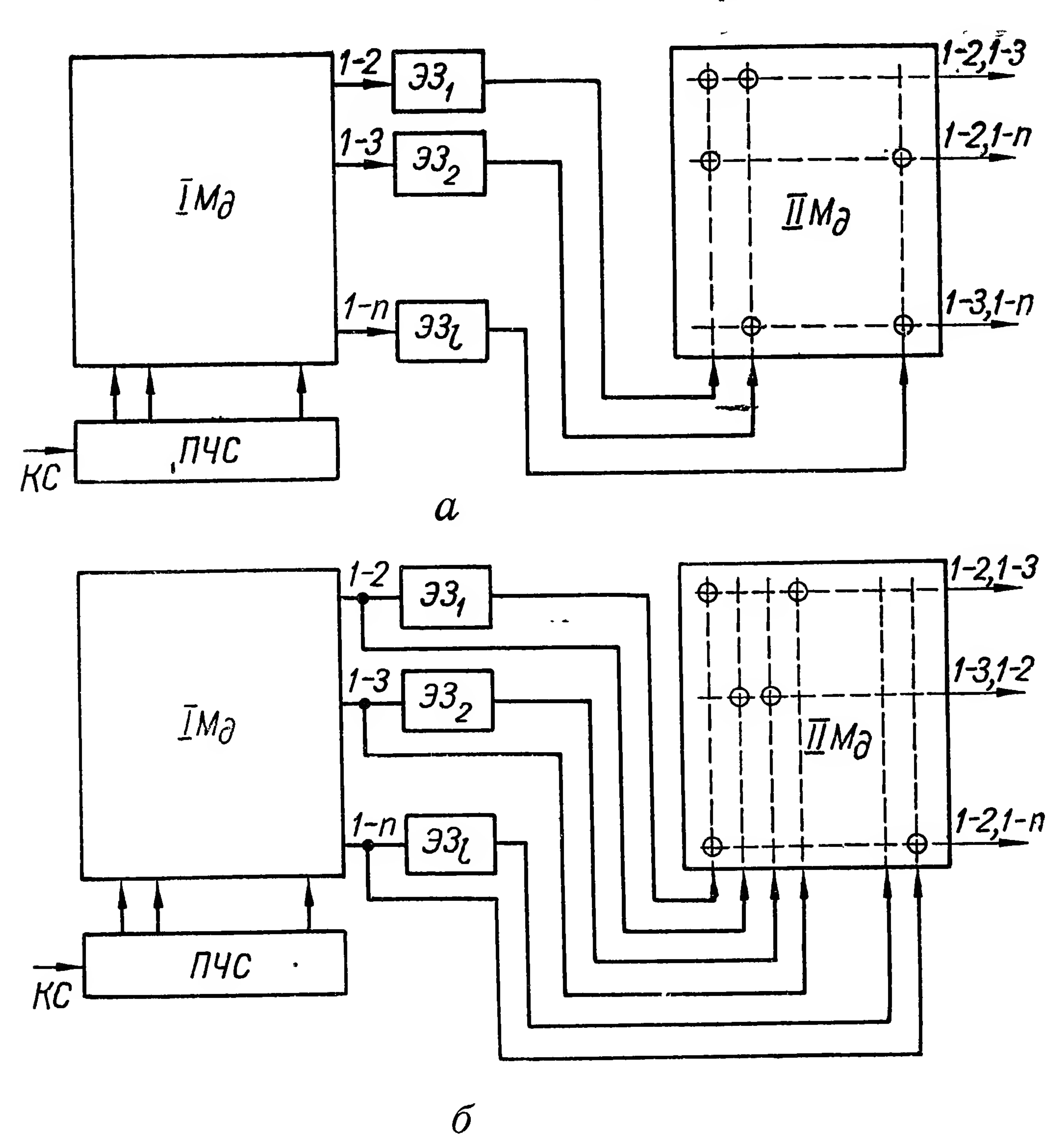


Рис. 110. Блок-схемы дешифраторов сменнопосылочных кодов:
а — на сочетания; *б* — на размещения.

Время восстановления одновибраторов *ОВ*

$$t_{ов} \leqslant t_к - t_{ср}.$$

Длительность выходного импульса матрицы $IIМ_д$

$$t_з = t_{ов} - t_п,$$

Время восстановления исполнительных одновибраторов *ИОВ*

$$t_{\text{иов}} < t_{\text{к}} - t_{\text{ср}}.$$

При использовании сменнопосылочных кодов на сочетания или размещения последовательная посылка различных кодовых комбинаций без пауз не допускается.

На рис. 110 приведены блок-схемы дешифраторов сменнопосылочных кодов на сочетания и на размещения. В блок-схеме дешифратора на сочетания (рис. 110, *а*) на всех выходах диодной матрицы $IM_{\text{д}}$ включаются элементы кратковременного запоминания *ЭЗ*. В блок-схеме на размещения (рис. 110, *б*) каждый выход матрицы $IM_{\text{д}}$ разветвляется на две цепи, только в одну из которых включаются элементы *ЭЗ*. Затем эти цепи подключаются на вход матрицы $IIM_{\text{д}}$, чем достигается расшифровка последовательности поступления многочастотных посылок. При поступлении комбинации *1—2*, *1—3* сигнал возникает на первом выходе матрицы $IIM_{\text{д}}$, а при обратной последовательности передачи посылок *1—3*, *1—2* сигнал возникает на втором выходе (рис. 110, *б*).

Дешифраторы многоступенчатых корректирующих кодов. Блок-схемы дешифраторов многоступенчатых корректирующих кодов приведены на рис. 111. Дешифратор частотного корректирующего кода первого порядка (рис. 111, *а*) состоит из основной диодной матрицы $M_{\text{д}}$ типа $C_{n_{\text{ч}}}^{m_{\text{ч}}}$ и защитной матрицы $M_{\text{д (защ)}}$ типа $C_{n\text{ч}}^{m_{\text{ч}}+1}$. Фиксация частотных импульсов осуществляется приемником частотных сигналов *ПЧС*.

В дешифраторе (рис. 111, *а*) комбинация первой и второй посылок через схему *ИЛИ* выбирают одну общую выходную цепь. Если произойдет единичное искажение первой комбинации, то выбор производится второй комбинацией. Таким образом осуществляется коррекция единичных искажений.

Защитная матрица $M_{\text{д (защ)}}$ исключает выбор цепей при добавлении за счет помех одного или более частотных импульсов, совпадающих с рабочими частотными позициями. При срабатывании защитной матрицы через схему *ИЛИ* открывается транзисторный ключ *ТК*, который шунтирует питание основной диодной матрицы $M_{\text{д}}$.

Двойные искажения обнаруживаются защитной схемой на выходе дешифратора. Однако, следует отметить, что эта схема сравнительно сложная и требует задержки выполнения приказа до окончания кодовой комбинации. Значительно проще обнаруживать двойные искажения в комбинациях трехступенчатого частотного корректирующего кода, блок-схема дешифратора которого приведена на рис. 111, *б*.

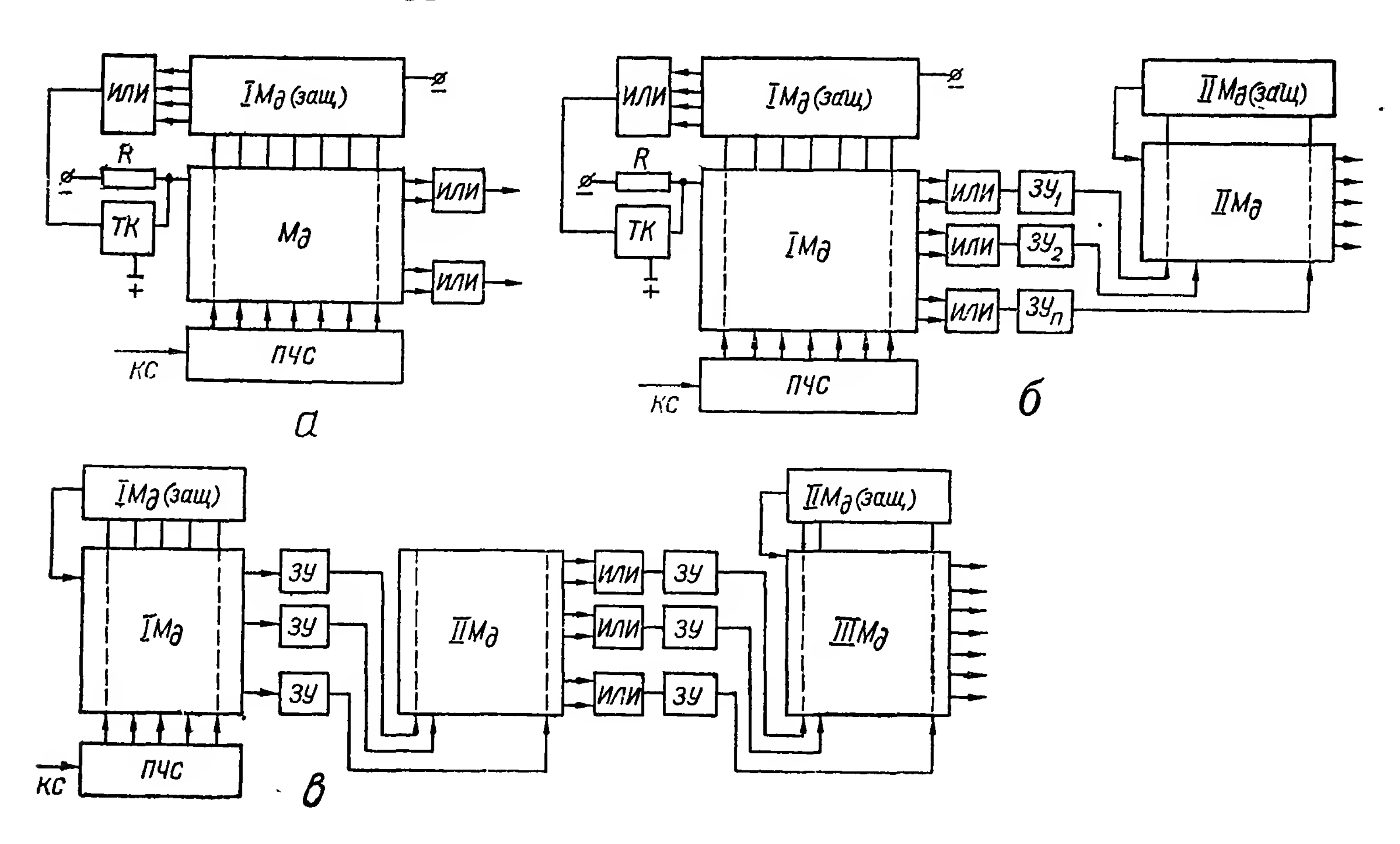


Рис. 111. Блок-схемы дешифраторов многоступенчатых корректирующих кодов:

а — двухступенчатого частотного кода; *б* — трехступенчатого частотного кода; *в* — трехступенчатого сменнопосылочного кода.

Дешифратор состоит из двух основных диодных матриц $IM_д$ и $IIM_д$. Кроме того, имеется две защитных матрицы $IM_{д\,(защ)}$ и $IIM_{д\,(защ)}$ типа $C_{n_ч}^{m_ч+1}$ и $C_{м_2}^{n_к+1}$, которые обнаруживают единичные ($IM_{д\,(защ)}$) и двойные искажения ($IIM_{д\,(защ)}$).

При приеме кодовой комбинации на выходе матрицы $IM_д$ срабатывают $n_к$ узлов запоминания *ЗУ*, выполненных, например, в виде одновибраторов. Воздействие от *ЗУ* передается на соответствующие входы матрицы $IIM_д$, вследствие чего происходит выбор одной из выходных цепей этой матрицы. При двойных искажениях срабатывает $n_к + 1$ узлов запоминания и при помощи защитной матрицы $IIM_{д\,(защ)}$ снимается питание с матрицы $IIM_д$, чем устраняется выполнение ложного приказа.

Блок-схема дешифратора трехступенчатого сменнопосылочного корректирующего кода приведена на рис. 111, *в*. Дешифратор состоит из трех основных диодных матриц $IM_д$, $IIM_д$ и $IIIM_д$ и двух защитных $IM_{д(защ)}$ и $IIM_{д(защ)}$. Для корректирующего кода первого порядка матрица $IM_д$ типа $C_{n_ч}^{m_ч}$, матрица $IIM_д$ имеют $2M_2$ выходов, а $IIIM_д$—$C_{M_2}^{n_к}$. Защитная матрица $IM_{д(защ)}$ типа $C_{n_ч}^{m_к+1}$, а $IIM_{д(защ)}$ типа $C_{M_2}^{n_к+1}$.

Глава девятая

ВРЕМЕННЫЕ УСТРОЙСТВА *ТУ—ТС*

§ 1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА УСТРОЙСТВ

К временным устройствам *ТУ—ТС* относятся распределительные и распределительно-комбинационные. Эти устройства *ТУ—ТС* выполняются контактными и бесконтактными.

Опыт эксплуатации контактных распределительных устройств *ТУ—ТС* показывает, что они удовлетворительно работают только при хорошо налаженной эксплуатации (периодические осмотры и ревизии, включающие чистку и замену контактов, а также настройку основных узлов). Поэтому контактные устройства *ТУ—ТС* постепенно снимаются с производства и заменяются бесконтактными.

Бесконтактные устройства *ТУ—ТС* могут работать в условиях повышенной влажности, ударов и вибрации, загрязнений и агрессивной среды. При построении бесконтактных систем *ТУ—ТС* применяются режимы работы, которые не могут использоваться в релейно-контактных устройствах, например, непрерывная передача сигналов *ТС*.

В настоящее время наиболее широко применяются бесконтактные распределительные устройства *ТУ—ТС* непрерывного действия. В этих устройствах с момента подключения аппаратуры к напряжению в канал связи непрерывно поступают серии импульсов *ТУ—ТС*, разделенные синфазирующими импульсами. В этих устройствах применяется независимое переключение распределителей от общей питающей сети и амплитудные, полярные или временные качественные признаки импульсов тока. Избирательный выбор производится по наличию или отсутствию соответствующего импульса в серии.

В распределительных бесконтактных устройствах *ТУ—ТС* непрерывного действия применяются магнитные элементы, полупроводниковые диоды и транзисторы, а также магнитные усилители.

Распределительные бесконтактные устройства *ТУ—ТС* с независимым переключением распределителей от общей серии и выбором по наличию или отсутствию импульса в серии обладают сравнительно невысокой помехоустойчивостью (так как длительность импульсов незначительна) и рассчитаны для работы по выделенным проводным каналам связи при сравнительно небольших расстояниях (15—20 *км*). При построении бесконтактных распределительных устройств *ТУ—ТС*, предназначенных для работы по высокочастотным каналам связи, применяется пошаговое переключение распределителей и временный качественный признак с удлинением паузы между импульсами.

Распределительно-комбинационные бесконтактные устройства *ТУ—ТС* применяются при телемеханизации рассредоточенных объектов управления и контроля по опросу. В этих системах применяются сменнокачественные коды на размещения или сочетания при $n_в = 2$ и частотные качественные признаки импульсов тока, что упрощает структурную схему и значительно повышает их помехоустойчивость.

Ниже рассматриваются только типовые промышленные устройства *ТУ—ТС*, которые получили наибольшее применение.

§ 2. РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫЕ КОНТАКТНЫЕ УСТРОЙСТВА *ТУ—ТС*

В распределительных устройствах применяются пошаговый метод переключения распределителей. Телеуправление и телесигнализация в устройствах *ТУ—ТС* осуществляется последовательно во времени по одному каналу связи. Это устройства спарадического действия, в которых передача сигналов *ТУ* и *ТС* осуществляется однократно, только в момент их возникновения при передаче команд *ТУ* или сигналов о изменении состояния объектов и при опросе.

Для передачи и приема сигналов *ТУ—ТС* необходимо выполнить следующие операции:

1. Синхронно-синфазное переключение распределителей.

2. Передачу в канал связи импульсов с заданными качественными признаками.

3. Фиксацию качества импульсов в пункте приема и осуществление избирания.

4. Автоматический пуск устройства при телесигнализации.

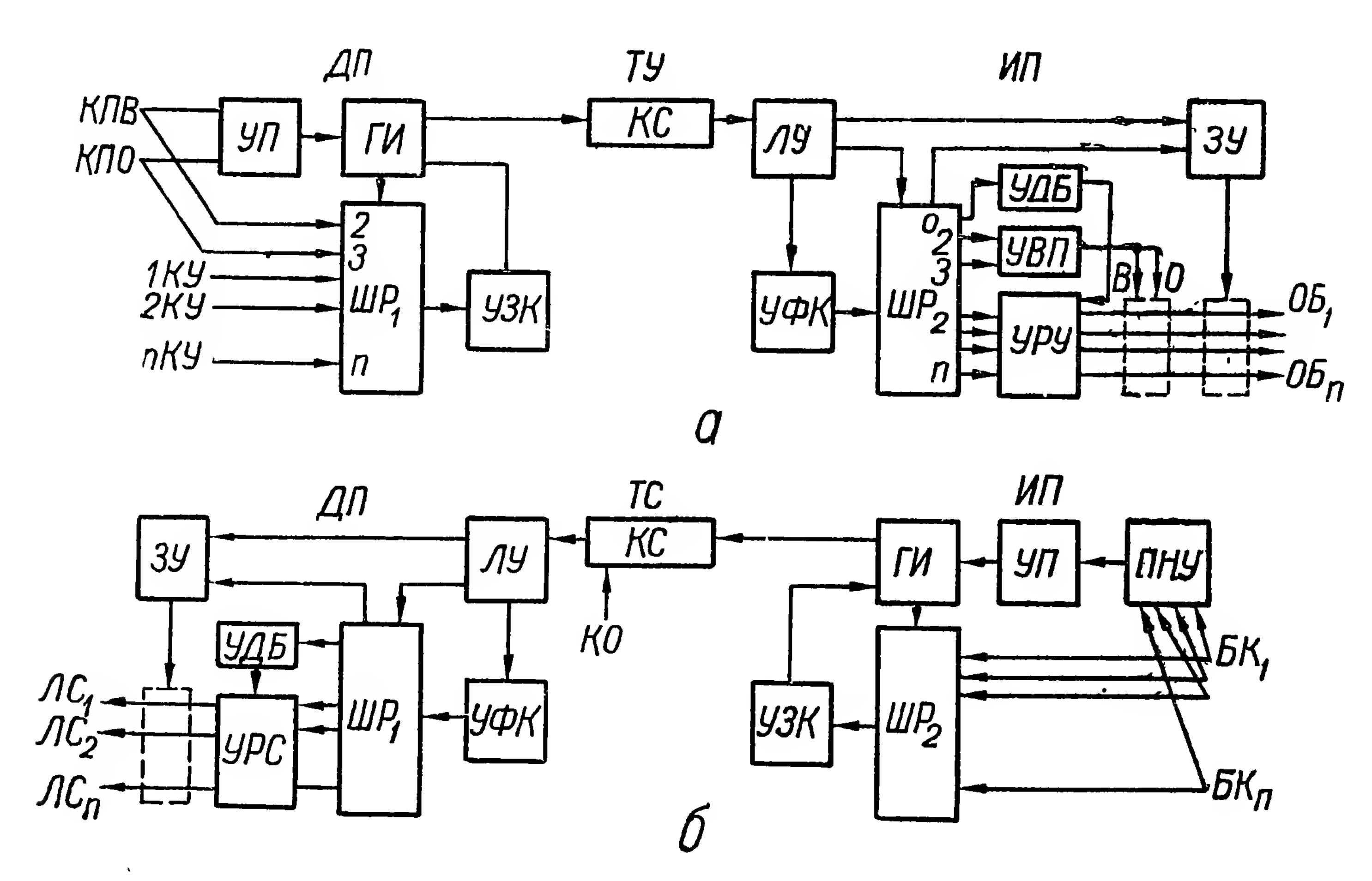


Рис. 112. Блок-схемы время-распределительного контактного устройства:
а — при *ТУ*; *б* — при *ТС*.

5. Запасание и последующую передачу серии *ТС* (например, при обрывах и последующем восстановлении канала связи).

6. Передачу серии *ТС* при опросе с *ДП*.

Наиболее широко применяются распределительные контактные устройства *ТУ—ТС* с использованием временного качественного приказа. Блок-схемы время-распределительного контактного устройства при *ТУ* и *ТС* приведены на рис. 112.

Поскольку телеуправление и телесигнализация осуществляются по одному каналу связи последовательно во времени, то в устройстве *ТУ—ТС* предусматривается преимущество в прохождении серии *ТУ* или *ТС*, в зависимости от технологических требований. При одновременном возникновении *ТУ* и *ТС* проходит только преимущественная операция.

В исходном состоянии все узлы системы *ТУ—ТС* находятся в начальном положении, а шаговые распределители $ШР_1$ и $ШР_2$ в нулевой позиции (статический режим работы).

При телеуправлении диспетчер вначале при помощи индивидуального ключа управления *КУ* выбирает требуемый объект (рис. 112, *а*), а затем — позицию объекта и запускает устройство кнопками *КПВ* или *КПО*. При этом срабатывает узел пуска *УП* и запускается генератор импульсов *ГИ*, который передает серию импульсов в канал связи и воздействует на распределитель $ШР_1$. Избирающие качества задаются определенным импульсом (или паузам) в серии при помощи узла задания качественного приказа *УЗК* и фиксируются на приемной стороне узлом фиксации качественного признака *УФК*.

На *ИП* серия импульсов принимается линейным узлом *ЛУ*, воздействующим на распределитель $ШР_2$, а также на *УФК* и защитный узел *ЗУ*. Вначале срабатывает узел деблокировки *УДБ*, который деблокирует ранее выбранные реле управления в узле *УРУ*. Затем срабатывают и блокируются одно из реле выбора позиции в узле *УВП* и реле управления, осуществляющего предварительный выбор заданного объекта управления. После окончания серии импульсов и установки приемного распределителя $ШР_2$ на нулевой позиции срабатывает защитный узел *ЗУ*, который замыкает исполнительную цепь ранее выбранного объекта управления.

В распределительных устройствах *ТУ—ТС* применяется однопозиционная телесигнализация положения объектов с передачей только включенного или только отключенного состояния. При телесигнализации система *ТУ—ТС* запускается пуско-начинающим узлом *ПНУ* (рис. 112, *б*), после того как один из объектов телесигнализации изменит свое состояние (включится или отключится) и переключатся его блок-контакты ($БК_1—БК_n$). Сигнальные реле в узле *УРС* выбираются аналогично выбору исполнительных цепей управления. Напряжение на лампы сигнализации $ЛС_1—ЛС_n$ подается защитным узлом *ЗУ* после проверки синфазности переключения распределителей $ШР_1$ и $ШР_2$.

Пуско-начинающий узел *ПНУ* срабатывает также при обрыве канала связи *КС* или потери питания на *ИП*. Этим обеспечивается посылка серии *ТС* после восстановления канала связи или питания *ИП*. Поэтому опрос состояния

объектов *ТС* производится кратковременным размыканием канала связи кнопкой опроса *КО* на *ДП*.

Для более подробного ознакомления с принципом работы распределительного контактного устройства *ТУ—ТС* рассмотрим схему и временную диаграмму (рис. 113) упрощенного распределительного устройства телеуправления с амплитудным выбором.

На рис. 113, *а* приведена серия импульсов при включении второго объекта *. Первый импульс в серии всегда имеет увеличенную амплитуду и служит для деблокировки ранее выбранных реле *РУ*, *РВ* или *РО* (рис. 113, *д*). Второй и третий импульсы служат для выбора позиции, а все последующие импульсы — для выбора объектов. Всего в серии *ТУ* может быть только три кодированных импульса.

Шаговый распределитель $ШР_1$ и узел задания качественного признака *УЗК* на *ДП* (рис. 113, *б*) состоит из контактного поля шагового искателя $ШР_1$ (*I*), ключей *1КУ*, *2КУ*, кнопок управления *КПВ*, *КПО* и сопротивления *R*, включенного в канал связи *КС*. При переключении подвижной щетки шагового искателя $ШР_1$ (*I*) на первый и последующие контакты *2 — 5* неподвижного контактного поля, в цепи которых контакты кнопки или ключа управления замкнуты, сопротивление *R* шунтируется и в канал связи посылается кодированный импульс увеличенной амплитуды.

Для посылки команды *ТУ* диспетчер выполняет две операции: выбирает вначале объект управления путем замыкания контактов индивидуального ключа управления *КУ*, а затем требуемую позицию данного объекта. Одновременно осуществляется запуск устройства нажатием на кнопку *КВП* и *КПО*.

Узел пуска *УП* (рис. 113, *г*) образуется вторым контактным полем шагового искателя $ШР_1$ (*II*) и вторыми контактами кнопок пуска и выбора позиций *КПО* и *КПВ*. Генератор импульсов *ГИ* состоит из реле *1П* и *2П*, замедленных на отпускание при помощи шунтирующих цепей *RC*.

При кратковременном нажатии на одну из кнопок пуска *КПВ* или *КПО* генератор импульсов *ГИ* включается в работу (рис. 113, *е*). Кнопка пуска может быть отпущена, как только подвижная щетка шагового искателя $ШР_1$ (*II*) переключится на четвертый контакт неподвижного контакт-

---

* Обозначения узлов на рис. 113 соответствуют блок-схеме на рис. 112, *а*.

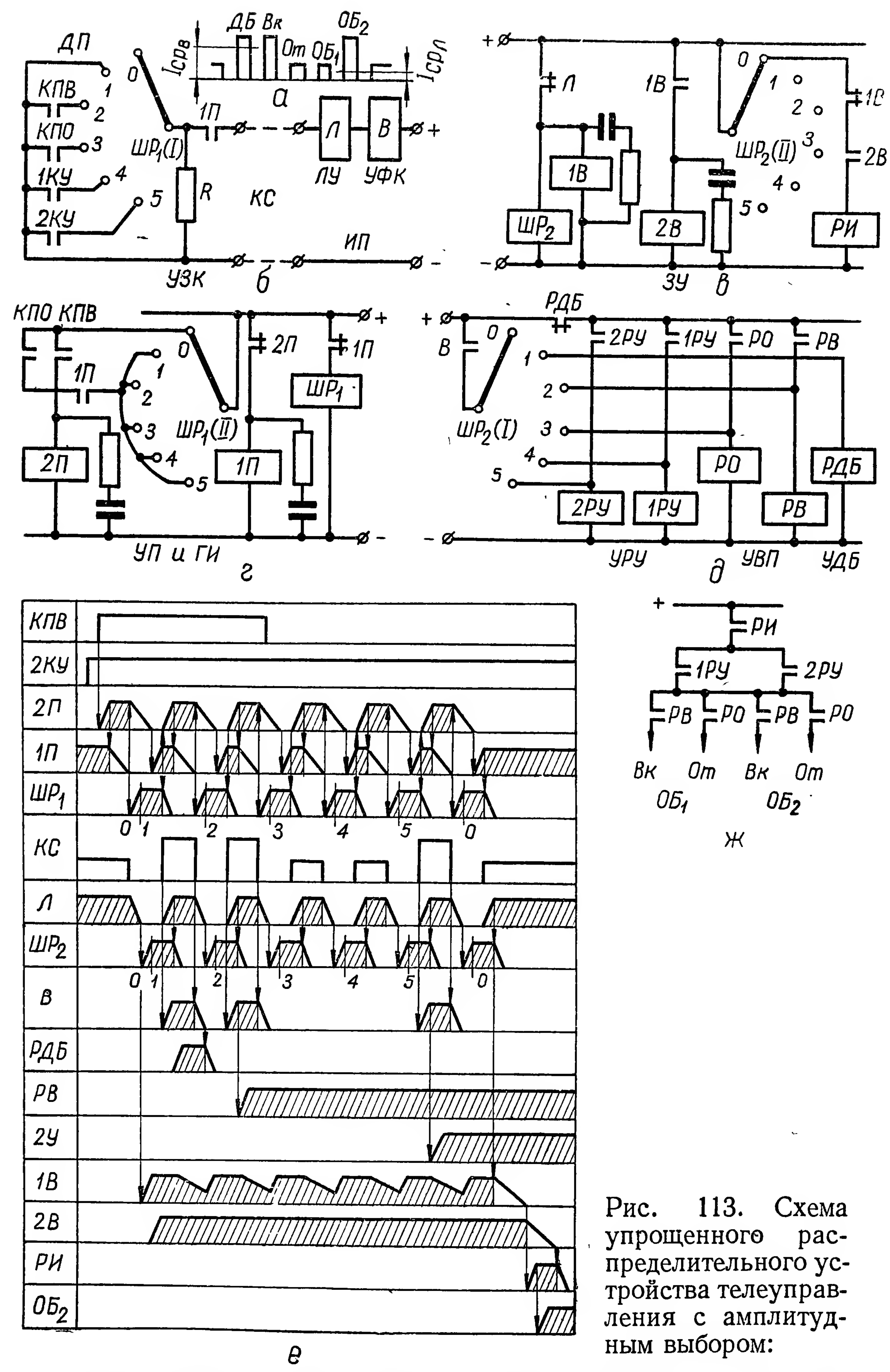


Рис. 113. Схема упрощенного распределительного устройства телеуправления с амплитудным выбором:

а — импульсная серия при включении второго объекта; *б* — узлы *УЗК*, $ШР_1$, *ЛУ* и *УФК*; *в* — защитный узел *ЗУ*; *г* — узлы *УП* и *ГИ*; *д* — узлы $ШР_2$, *УДБ*, *УВП* и *УРУ*; *е* — временная диаграмма при включении второго объекта (цифрами показано положение подвижной щетки шаговых искателей); *ж* — исполнительные цепи управления.

ного поля. Затем реле *2П* генератора импульсов получает питание через замкнутый круг до остановки подвижной щетки на нулевом контакте.

На пункте приема *ИП* (рис. 113, *б*) функции линейного узла *ЛУ* выполняет реле *Л*, которое срабатывает от всех импульсов серии, чем обеспечивается синфазное переключение шагового распределителя $ШР_2$ (рис. 113, *в*). Фиксацию избирающего качественного признака (*УФК*) выполняет реле *В*, имеющее пониженную чувствительность, вследствие чего реле *В* срабатывает только от импульсов увеличенной амплитуды.

При переключении подвижной щетки шагового искателя $ШР_2$ (*I*) (рис. 113, *д*) и срабатывании реле *В* создаются цепи на включение вначале реле *РДБ*, которое размыкает цепь блокировки, а затем реле *РВ* или *РО* и одного из реле *РУ*, которые блокируются. Этим осуществляется предварительный выбор исполнительной цепи (рис. 113, *ж*).

Исполнительная цепь замыкается контактами реле *РИ* (рис. 113, *в*) после проверки синфазности переключения шаговых распределителей $ШР_1$ и $ШР_2$ по конечному положению подвижной щетки шагового искателя $ШР_2$ (*II*). Если после окончания цикла работы подвижная щетка шагового искателя $ШР_2$ (*II*) остановится на нулевом контакте, то через некоторое время (рис. 113, *е*) срабатывает реле *РИ* и включается исполнительная цепь второго объекта $ОБ_2$ (рис. 113, *е* и *ж*).

Замедленные на отпускание реле *1В* и *2В* (рис. 113, *в*) обеспечивают выдержку времени на срабатывание реле *РИ* после окончания цикла и установки щетки на нулевом контакте, а также для только кратковременного включения цепи *РИ*, достаточного для включения или отключения выбранного объекта управления.

В процессе передачи серии импульсов возможно нарушение синфазности работы распределителей вследствие потери одного или нескольких импульсов в канале связи (кратковременный обрыв *КС*), образования лишних импульсов из помех или вследствие дробления импульсов. Во всех этих случаях приказ не выполняется (устройство дает защитный отказ), а подвижная щетка шагового искателя переключается в нулевое положение автоматически.

В распределительных контактных устройствах *ТУ—ТС* серийных выпусков применяются временные качественные

признаки как более помехоустойчивые, причем преимущественно кодируются паузы между импульсами.

Схема кодирования пауз и временная диаграмма при передаче серии *ТС* приведены на рис. 114, где также даны уже известные схемы узлов *УП* и *ГИ* (рис. 113, *г*).

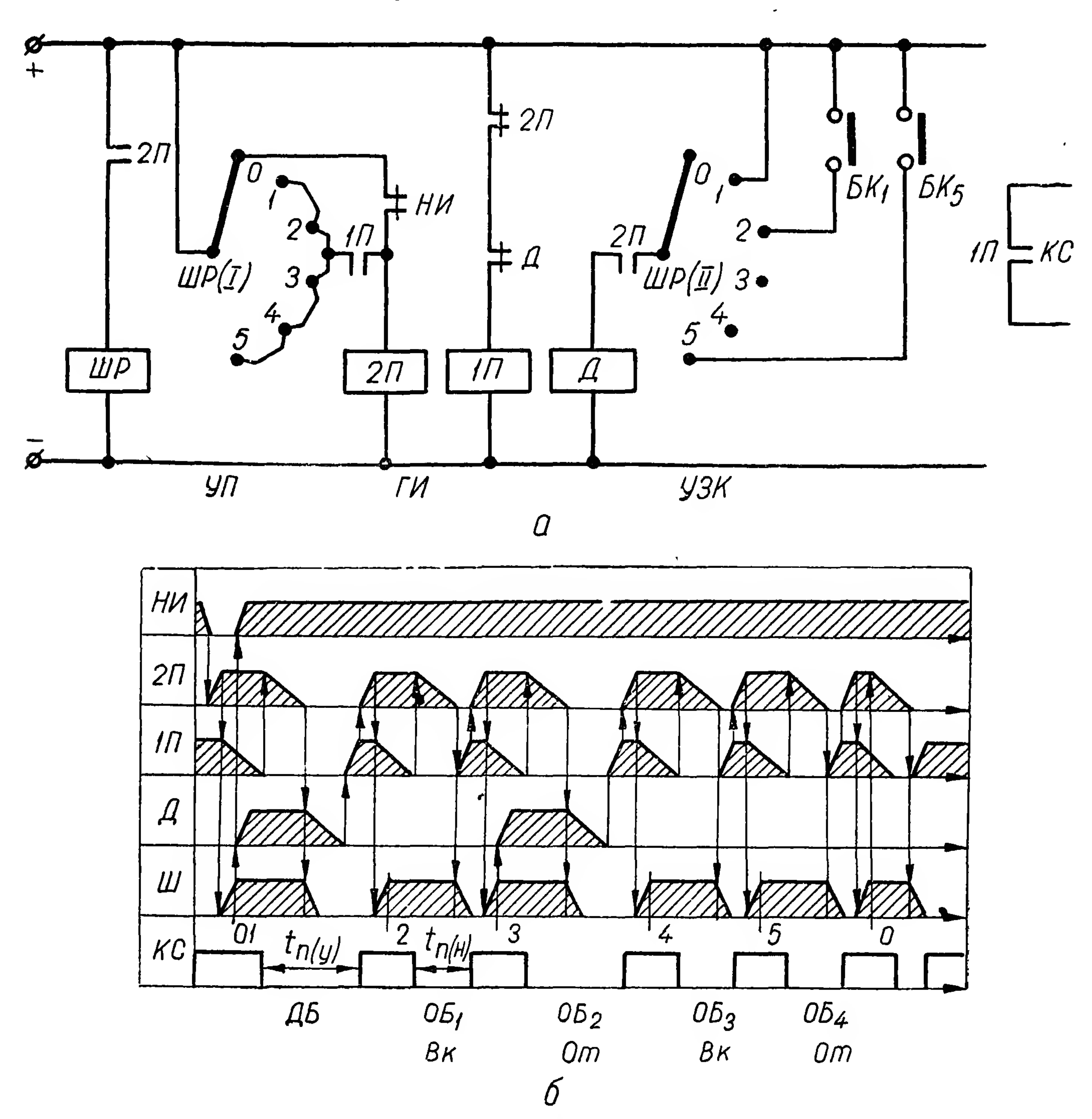


Рис. 114. Схема кодирования пауз и временная диаграмма при передаче серии *ТС*:

а — схема; *б* — временная диаграмма.

Генератор импульсов *ГИ*, состоящий из замедленных на отпускание реле *1П* и *2П*, запускается при изменении положения одного из объектов телесигнализации и замыкании контактов реле *НИ* (рис. 114, *а*). При этом шаговый распределитель *ШР* переключает свои подвижные щетки по контактным полям *ШР*(*I*) и *ШР*(*II*).

Кодирование пауз *УЗК* осуществляется введением в схему *ГИ* на соответствующем шаге распределителя *ШР* (*II*) дополнительного реле *Д*, замедленного на отпускание.

Это реле включается из первой ступени и на последующих ступенях, в цепи которых блок-контакты объектов $БК_1$-$БК_5$ замкнуты (при отключенном положении этих объектов).

Работа схемы (рис. 114, *а*) поясняется временной диаграммой (рис. 114, *б*), построенной при отключенном состоянии второго объекта $ОБ_2$. Длительность нормальной паузы

$$t_{\text{п. н}} = t_{\text{отп}} 2П + t_{\text{ср}} 1П.$$

Длительность удлиненной паузы

$$t_{\text{п. у}} = t_{\text{отп}} 2П + t_{\text{ср}} 1П + t_{\text{отп}} Д.$$

Схема фиксации удлиненных пауз и временная диаграмма приведены на рис. 115. Обозначения узлов на схеме (рис. 115, *а*) соответствует блок-схеме (рис. 112, *б*).

При поступлении серии импульсов в канал связи *КС* линейное реле *Л* срабатывает и отпускает, воздействуя своими н. з. контактами на обмотку шагового распределителя *ШР*, а н. о. контактами — на реле *ДЛ*, которое осуществляет фиксацию удлиненной паузы. Реле *ДЛ* замедленно на отпускание при помощи шунтирующей цепочки *RC*. Время отпускания этого реле больше длительности нормальной паузы и меньше длительности удлиненной паузы

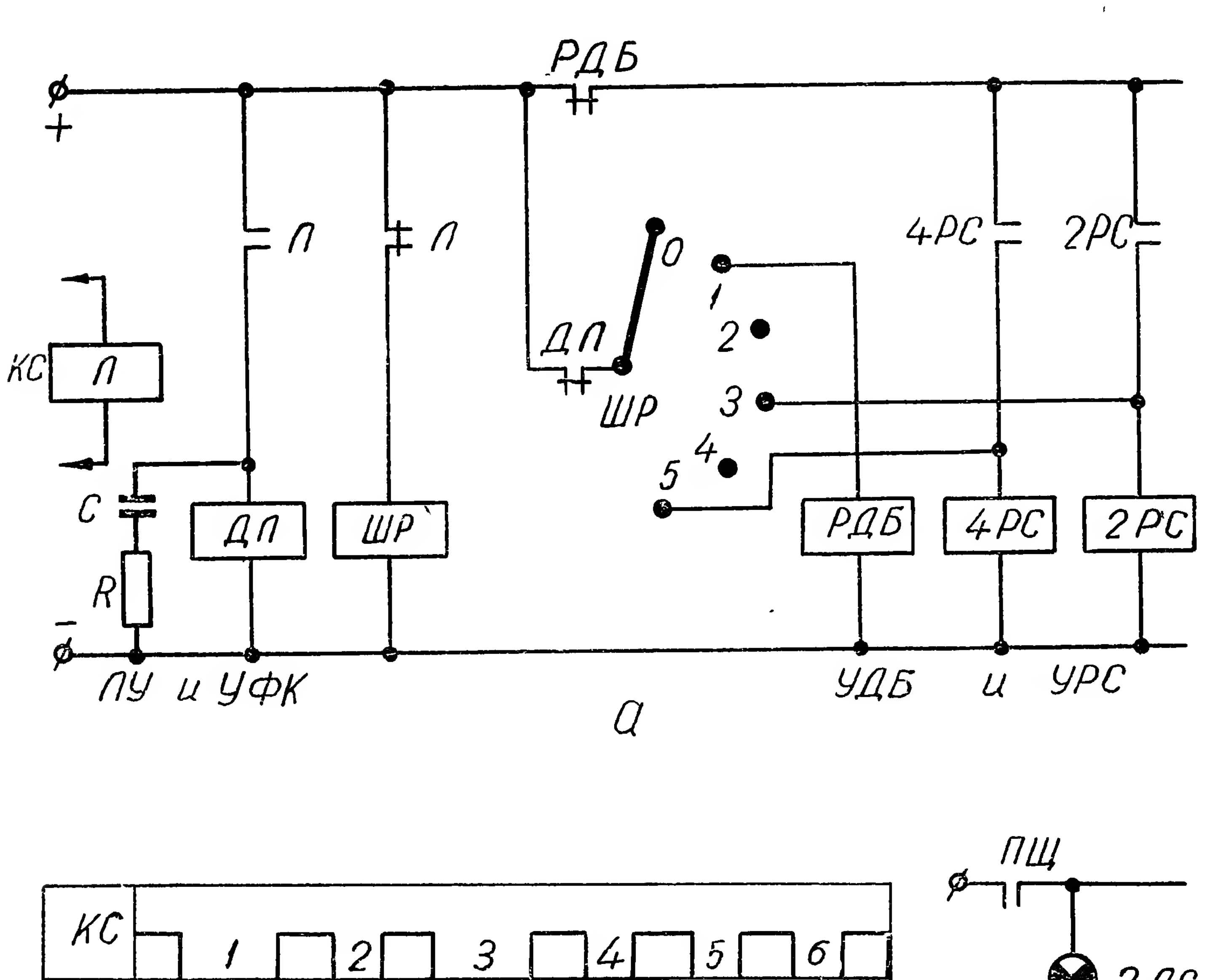
$$t_{\text{п. н}} < t_{\text{отп}} ДЛ < t_{\text{п. у}}.$$

Поэтому реле *ДЛ* отпускает только на удлиненных паузах, осуществляя выбор реле *РДБ* и реле *РС* (рис. 115, *а*). На временной диаграмме (рис. 115, *б*) показан выбор реле сигнализации *2РС* второго объекта, находящегося в отключенном положении.

При срабатывании реле *2РС* замыкает свои н. о. и размыкает н. з. контакты в цепи сигнальной лампы *2ЛС* (рис. 115, *в*). Лампа *2ЛС* сигнализирует состояние несоответствия между положением объекта и его символа на щите управления (контакты символа *2КК*).

Цепь питания сигнальных ламп включается н. о. контактами реле *ПЩ* после приема серии импульсов и проверки синфазности переключения распределителей (113, *в*). При этом через н. о. контакты реле *2РС* и н. з. контакты символа *2КК* подается питание на сигнальную лампу *2ЛС*. Сигнал квитируется диспетчером переводом символа второго объек-

та в положение соответствия. При этом контакты символа *2КК* переключаются, и цепь питания лампы *2ЛС* размыкается.



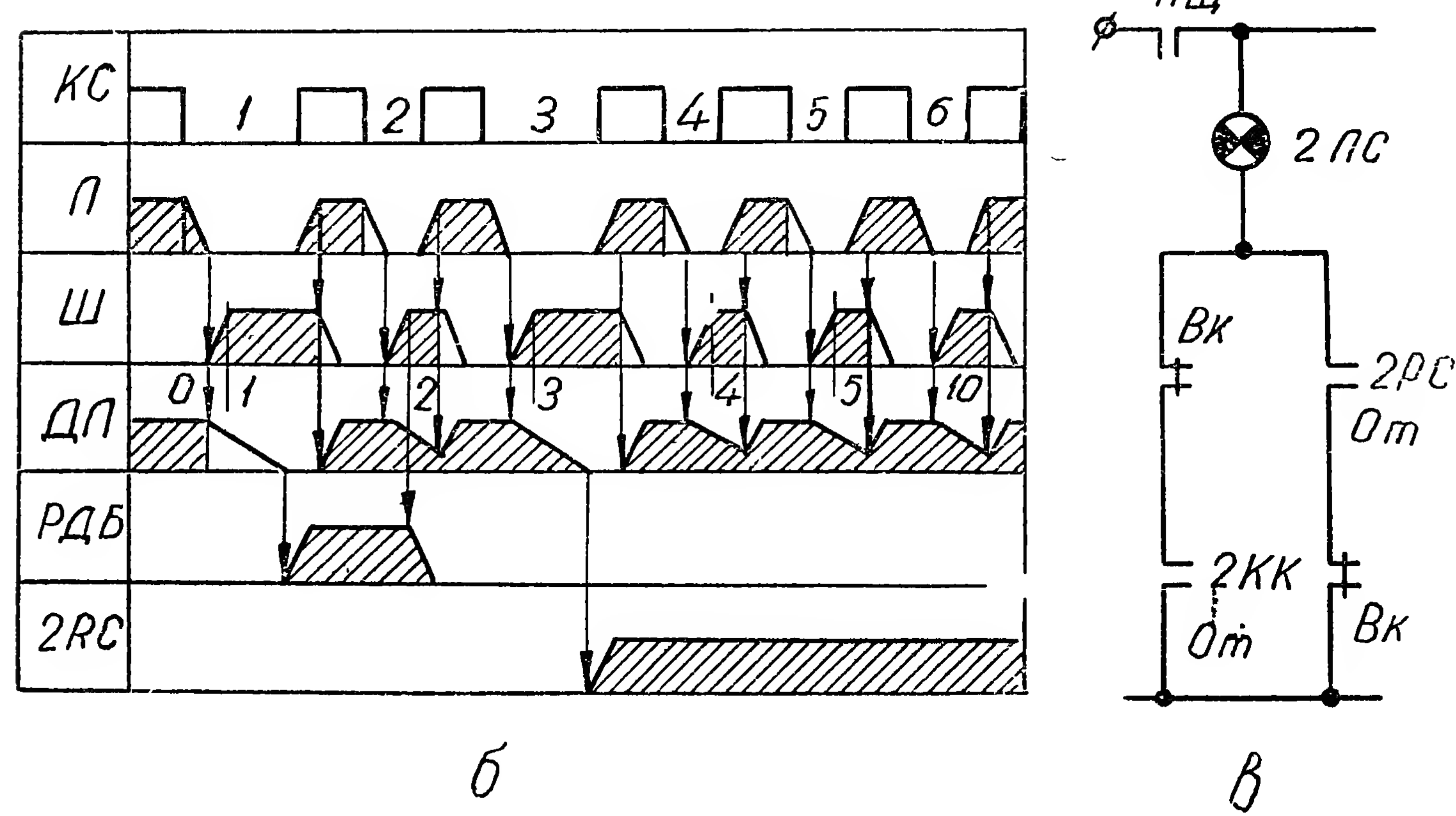


Рис. 115. Схема фиксации удлиненных пауз:
а — схема; *б* — временная диаграмма; *в* — схема включения сигнальных ламп.

Если серия импульсов телесигнализации искажается в канале связи, вследствие чего реле *ПШ* не сработает, то устройство запрашивает повторную серию *ТС* путем длительного обрыва канала связи контактами схемы запроса.

Время-распределительное контактное устройство *ТУ—ТС* и *ВТИ* типа РСТ (Житомирский завод электрических приборов). Это устройство разработано с учетом опыта эксплуатации ранее выпускавшегося время-распределительного устройства ВРТ-53 и отличается от него меньшим количеством общих реле и большей универсальностью.

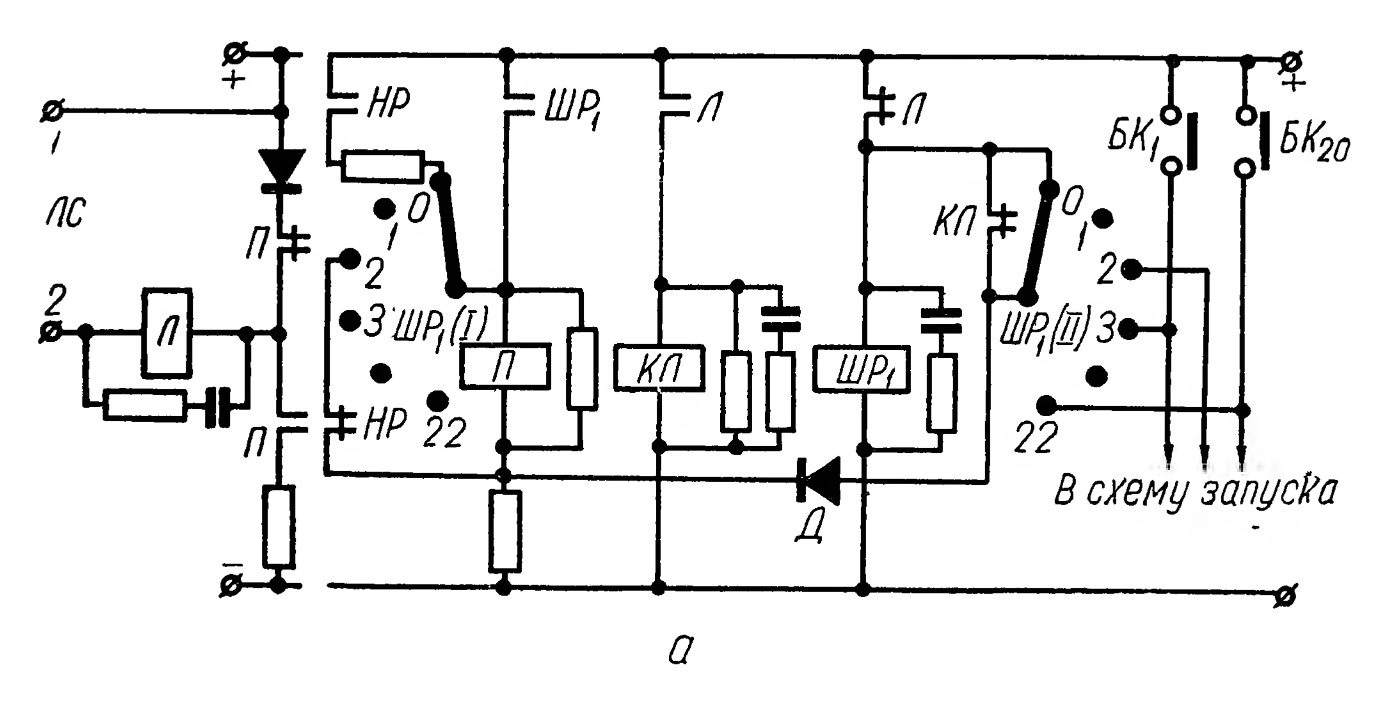
Устройство РСТ может работать по проводной линии (одна пара жил) и дуплексным высокочастотным каналам связи. При работе по проводной линии возможна также телефонная связь с отключением в момент передачи сигналов *ТУ* или *ТС*. Один общий диспетчерский полукомплект устройства РСТ может обеспечивать последовательную во времени работу с десятью полукомплектами *ИП* по отдельным радиальным каналам связи (с ручным подключением диспетчерского полукомплекта к одному из каналов связи). При изменении положения объектов *ТС* любого из *ИП* на *ДП* возникает вызывной сигнал, по которому диспетчер подключает аппаратуру *ДП* к соответствующему каналу связи. Индивидуальная телесигнализация воспроизводится на общем табло.

Устройство РСТ может также обслуживать до трех *ИП* по одной общей проводной линии связи. Емкость моделей *I* и *II* устройства составляет 16 и 42 *ТУ—ВТИ*, 20 и 46 *ТС*. Время передачи соответственно 2,5 и 4,5 *сек*.

В устройстве *ТУ—ТС* типа РСТ применена улучшенная схема запуска при *ТС*, а избирание осуществляется нефиксированными по длительности паузами. На рис. 116, *а* приведена упрощенная часть схемы аппаратуры *ИП*, осуществляющая передачу серии *ТС*. Серия импульсов образуется передающим реле *П*, линейным реле *Л* и шаговым распределителем $ШР_1$, которые замедлены при помощи шунтирующих сопротивлений и конденсаторов. В исходном состоянии реле *П* получает питание через контакты начинающего реле *НР*, которое находится под током, и нулевую ламель распределителя $ШР_1$ (*I*). Контактами реле *П* подключено питание к линии связи *ЛС*, которая обтекается током и реле *Л*, находится в притянутом положении.

Передается только отключенное состояние объектов *ТС*, при котором их блок-контакты $БК_1$—$БК_{20}$ замкнуты. Предположим, что отключился объект № 1 и его блок-контакты $БК_1$ замкнулись. Тогда начинающее реле *НР* обесточивается и его н. о. контакты в цепи реле *П* размы-

каются (рис. 116, *б*). После этого реле *П* отпускает и размыкает цепь *ЛС*. В линию связи посылается первая удлиненная пауза, реле *Л* отпускает и его н. з. контакты в цепи обмотки шагового распределителя обратного хода $ШР_1$ замыкаются. При этом механизм распределителя взводится,



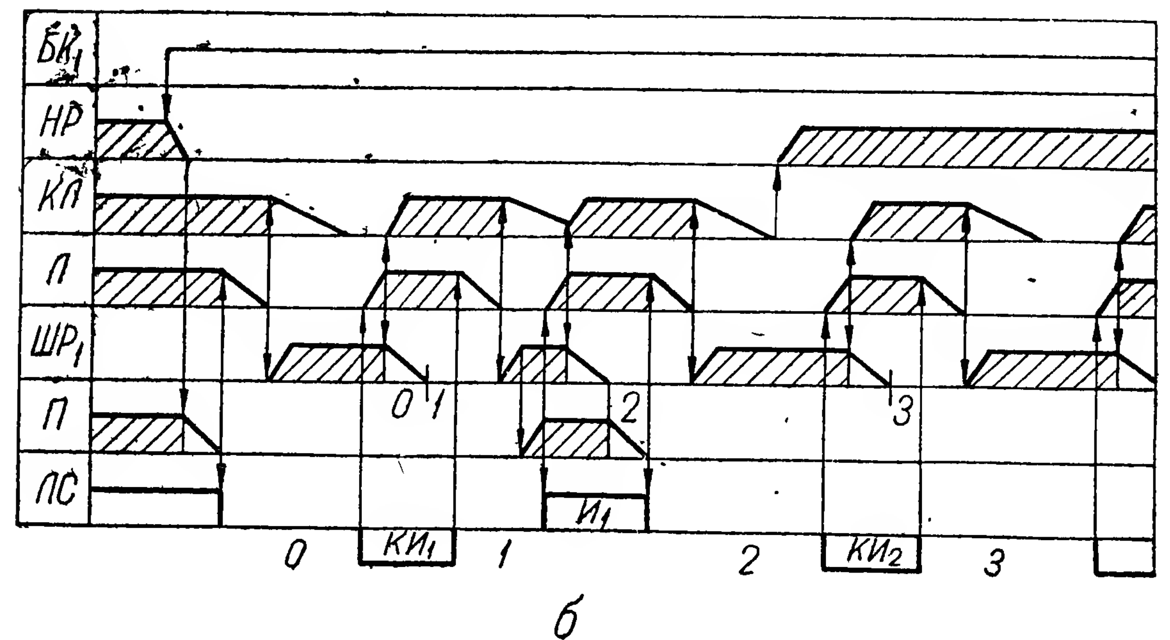


Рис. 116. Упрощенная часть схемы аппаратуры *ИП* устройства РСТ, осуществляющая передачу серии *ТС*, и временная диаграмма:

а — схема; *б* — временная диаграмма при отключении объекта № 1.

а обмотка реле *П* шунтируется цепью, состоящей из последовательно включенных н. з. контактов реле *Л*, подвижной щетки $ШР_1$ (*II*) и диода *Д*.

Пауза в *ЛС* окончится только после получения с *ДП* квитирующего импульса $КИ_1$ (рис. 116, *б*), от которого срабатывает реле *Л*. При этом обмотка распределителя $ШР_1$ обесточится и его подвижная щетка переключится на ламель *1*. После окончания импульса $КИ_1$ реле *Л* отпустит, а $ШР_1$ сработает и замкнет свои н. о. контакты

в цепи реле *П*. Когда *П* сработает, то в *ЛС* возникает импульс $И_1$, от которого срабатывает реле *Л*. Затем последовательно отпускают $ШР_1$ и реле *П*, после чего в *ЛС* снова возникает удлиненная пауза. Когда реле *КЛ* отпустит, то схема запуска (см. рис. 118) восстановится и реле *НР* сработает и останется под током.

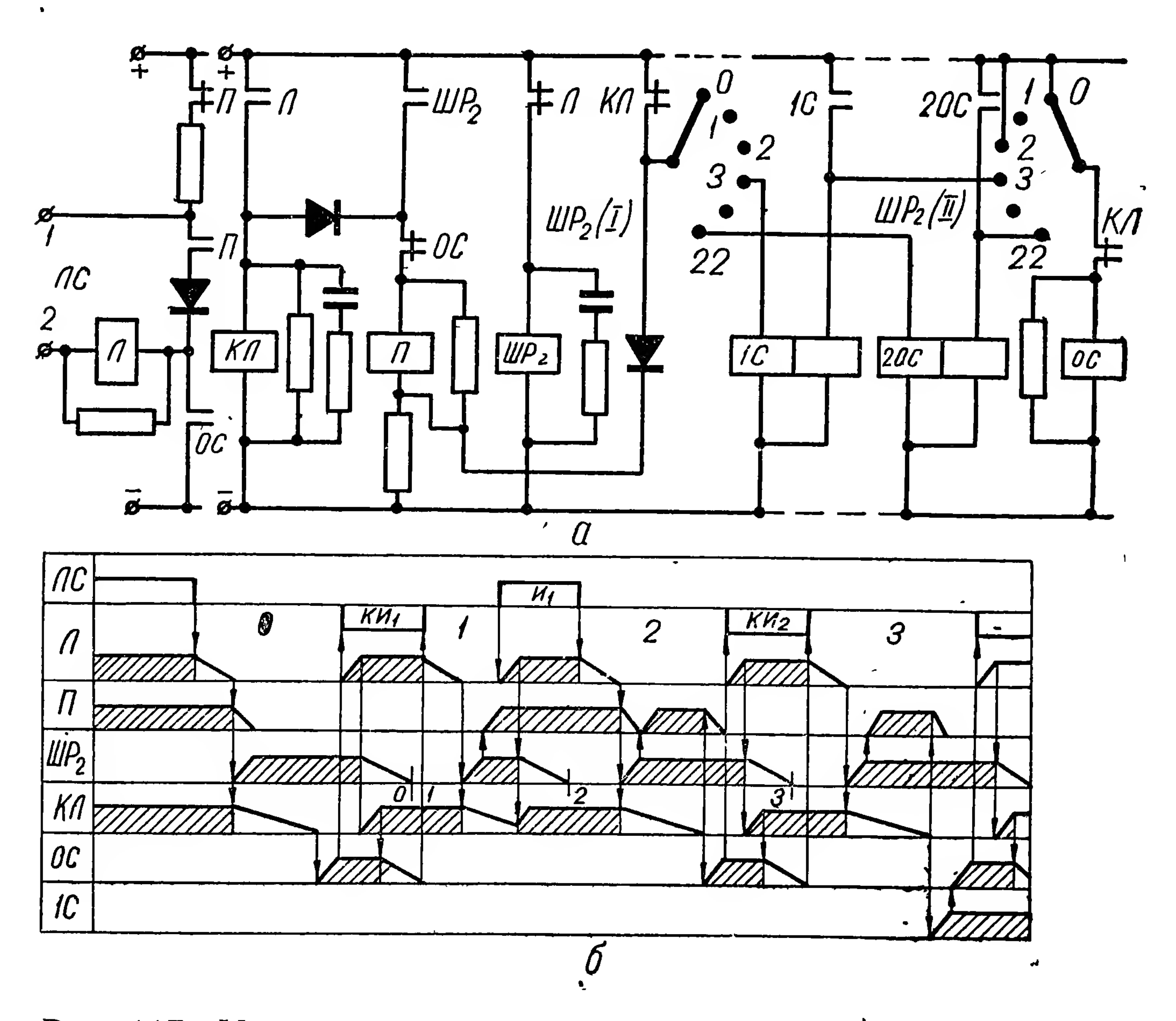


Рис. 117. Упрощенная схема аппаратуры *ДП* устройства РСТ и временная диаграмма:

а — схема; *б* — временная диаграмма при отключении объекта № 1.

Когда щетки распределителя переключатся на ламель *3*, обмотка реле *П* окажется зашунтированной закрытыми блок-контактами $БК_1$ и это реле сработать уже не может. При этом в *ЛС* возникает продолжительная пауза, которая прекращается при подаче питания в *ЛС* со стороны *ДП*.

На рис. 117, *а* приведена упрощенная схема аппаратуры *ДП*, осуществляющей прием серии импульсов и выбор реле сигнализации (*1С—20С*). Нормально линия связи *ЛС* обтекается током со стороны *ИП* и реле *Л*, *П* и *КЛ* находятся в притянутом состоянии. При этом *ЛС* замкнута н. о. контактами реле *П*.

Когда в *ЛС* возникает пауза последовательно во времени отпускают реле *Л* и реле *П*, а $ШР_2$ срабатывает. На удлиненной паузе реле *КЛ* отпускает, после чего срабатывает реле *ОС*, которое своими н. о. контактами подключает питание к *ЛС* со стороны *ДП*. При этом на *ИП* поступают квитирующие импульсы $КИ_1$, $КИ_2$.

Рис. 118. Схема трансформаторного запуска в устройстве РСТ.

На третьей длинной паузе отпускает реле *КЛ* и через его н. з. контакты и щетку распределителя $ШР_2$ (*I*) сработает и заблокируется реле сигнализации первого объекта *1С*. Затем через контакты реле *1С* и щетку распределителя $ШР_2$ (*II*) сработает реле *ОС*, контактами которого включается питание в *ЛС* со стороны *ДП*. Реле *П* в это время обесточено, так как обмотка шунтируется н. з. контактами реле *КЛ*. Следовательно, длительность избирающей паузы ограничивается моментом фиксации сигнала.

Для повышения надежности и увеличения быстродействия осуществляется корректирующее воздействие на серию импульсов за счет дополнительного разрыва *ЛС* контактами реле *П* во время паузы. Как видно из рис. 117, *б* цепь реле *П* восстанавливается только после срабатывания распределителя $ШР_2$. Следовательно, если пауза в *ЛС* окажется недостаточной для срабатывания распределителя, то она соответственно увеличивается.

На рис. 118 приведена схема трансформаторного запуска, применяемого в устройстве типа РСТ. В первичные обмотки импульсных трансформаторов TP_1 и TP_2 включаются блок-контакты объектов $БК_1$ — $БК_{20}$ (рис. 116,*а*) через ограничительные сопротивления R_1 — R_{20}. При изменении положения объектов *ТС* меняется число подключенных объектных сопротивлений и, следовательно, величина тока в первичных обмотках трансформаторов. Изменение тока в первичной обмотке вызывает появление импульса тока во вторичной обмотке, который открывает транзистор *Т*. При этом положительный импульс через конденсатор C_2 поступает на вход одновибратора *ОВ* и он опрокидывается, что приводит к обесточиванию начинающего реле *НР*. Это реле своими н. о. контактами размыкает цепь питания одновибратора *ОВ* и цепь обмотки реле *П* (рис. 116, *а*), запуская схему *ТС*. Когда распределитель установится на второй ламели (*П* круг), на *ОВ* подается питание помимо контактов *НР*, положение одновибратора восстанавливается и реле *НР* срабатывает.

Конденсаторы C_1 необходимы для устранения самозапуска схемы (рис. 118) при толчках напряжения питающей сети.

Время-распределительное контактное устройство *ТУ—ТС* и *ВТИ* типа УТМ (завод «Электропульт» г. Ленинград). Устройство УТМ предназначено для телемеханизации диспетчерского управления в энергетических системах, а также управления энергоснабжением и технологическими процессами на промышленных комбинатах, фабриках и заводах и в коммунальном хозяйстве городов. Устройство УТМ выполняет функции *ТУ*, *ТС*, *ВТИ* и ретрансляции сигналов и команд на вышестоящий *ДП*. Наибольшая емкость устройства — 16 *ТУ*, 23*ТС* и 10 *ВТИ*. В устройстве УТМ применен распределительный метод избирания и кодирование паузы между импульсами.

§ 3. РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫЕ БЕСКОНТАКТНЫЕ УСТРОЙСТВА *ТУ—ТС* НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ С ПИТАНИЕМ ОТ ОБЩЕЙ СЕТИ

В бесконтактных устройствах *ТУ—ТС* этого типа используется распределительный метод избирания и независимое переключение распределителей от общей

сети переменного тока. Сигналы в канал связи передаются непрерывно, что повышает надежность передачи и упрощает структурную схему устройства вследствие исключения схем автоматического запуска и запроса. Избирание

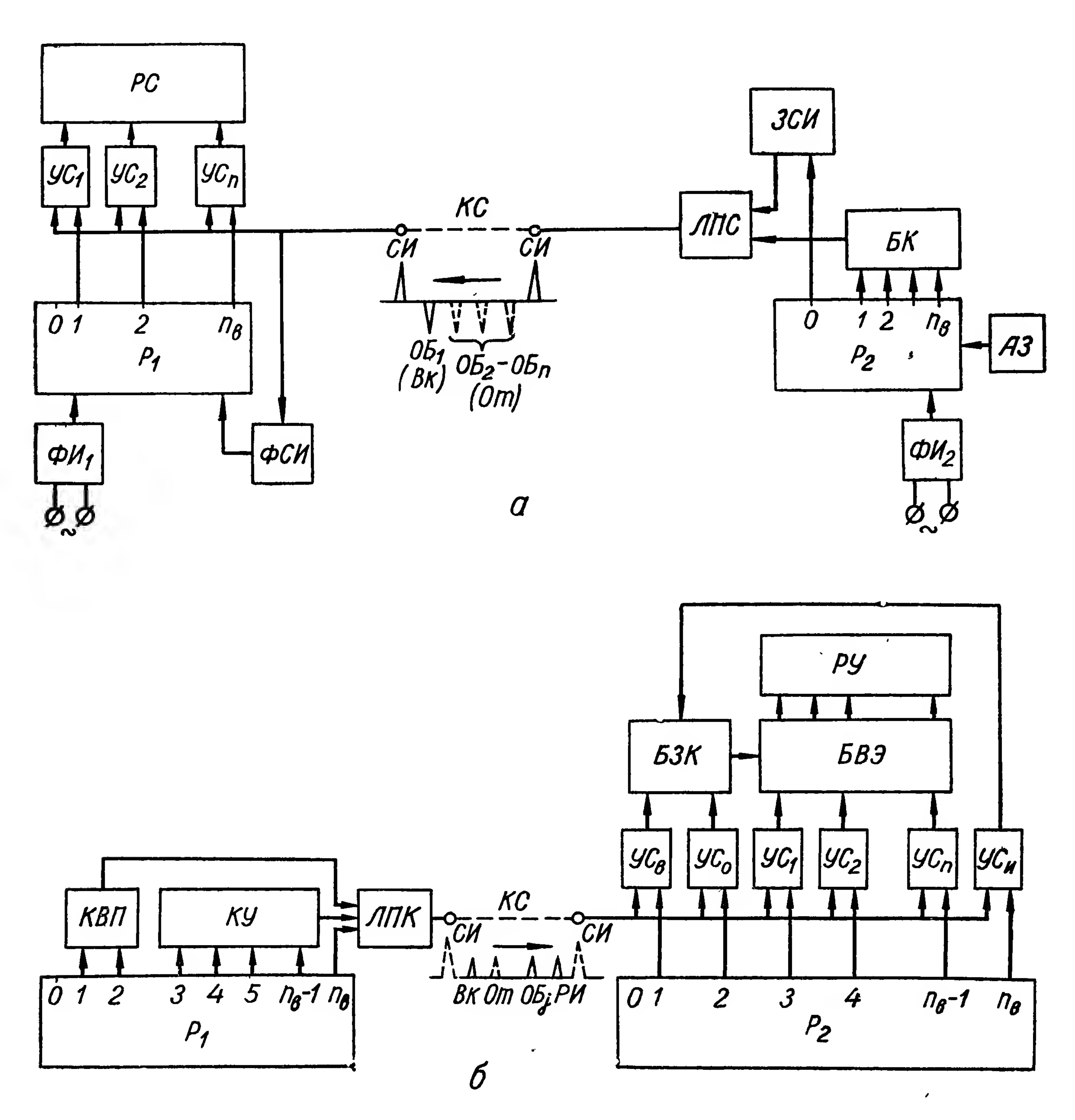


Рис. 119. Блок-схемы бесконтактного распределительного устройства *ТУ—ТС* непрерывного действия с независимым переключением распределителей от общей сети переменного тока:
а — устройство *ТС*; *б* — устройство *ТУ—ТС* при *ТУ*.

осуществляется по присутствию или отсутствию объектного импульса в серии. На рис. 119, *а* приведена блок-схема бесконтактного распределительного устройства *ТС* непрерывного действия с независимым переключением распределителей от общей сети переменного тока.

Питание цепей движения распределителей P_1 и P_2 осуществляется через формирователи импульсов $ФИ_1$ и $ФИ_2$. Передающий распределитель P_2 запускается узлом автоматического запуска *АЗ* при подаче напряжения питания. После срабатывания последнего элемента этого распределителя *АЗ* вновь его запускает, подготавливая первый его элемент, чем обеспечивается непрерывная работа распределителя P_2. При этом через блок-контакты *БК* включенных объектов *ТС* и линейный узел передачи сигналов *ЛПС* в канал связи поступают последовательно во времени серии импульсов, состоящие из одного синфазирующего импульса *СИ* и импульсов включенных объектов *ТС* (импульсы отключенных объектов *ТС* не посылаются). Синфазирующий импульс, отличающийся от объектных своим качеством (амплитудой, полярностью или длительностью), формируется узлом *ЗСИ*.

Приемный распределитель P_1 запускается от синфазирующих импульсов, которые возвращают распределитель в исходное состояние. Синфазирующие импульсы фиксируются узлом *ФСИ*. При работе приемного распределителя P_1 импульсы с его выходных цепей поочередно поступают на один из входов узлов совпадения *УС*. На вторые входы этих узлов импульсы поступают из канала связи *КС*. При совпадении импульсов (для включенных объектов *ТС*) соответствующие *УС* срабатывают и включают реле сигнализации *РС* включенного состояния объекта.

Нормальная работа устройства возможна только при питании цепей движения передающего и приемного распределителей P_1 и P_2 от одной фазы общей сети переменного тока. В этом случае синфазная работа распределителей может нарушаться при неодновременном выключении, а затем включении передающего и приемного полукомплектов устройства. Если приемный распределитель P_1 кратковременно теряет питание, а передающий P_2 продолжает работать, то при последующем включении приемного распределителя синфазность нарушается до окончания первого цикла передачи.

Синфазность работы распределителей также может нарушаться из-за помех в канале связи, искажающих синфазирующий импульс. Однако во всех случаях синфазность работы распределителей нарушается только в течение одного цикла, что при *ТС* не является существенным.

Устройства *ТС* выполняются в виде самостоятельного комплекта или в комплекте с аппаратурой телеуправления, в виде устройства *ТУ—ТС*.

Блок-схема бесконтактного распределительного устройства *ТУ—ТС* при *ТУ* приведена на рис. 119, *б*.

При телеуправлении приказ выполняется в конце цикла передачи при установке обоих распределителей P_1, P_2 на последней ступени. В противном случае приказ на данном цикле передачи не выполнится.

Командная серия *ТУ* состоит из трех импульсов: выбора позиции *ВК* или *ОТ*, номера объекта $ОБ_j$ и разрешения исполнения *РИ*. Для передачи командной серии *ТУ* необходимо нажать на одну из кнопок выбора позиции *КВП*.

Командная серия *ТУ* передается в канал связи *КС* через замкнутые контакты, кнопки выбора позиции *КВП* и одного из ключей управления *КУ* и линейный узел передачи команд *ЛПК*. Первый импульс выбора позиций (*Вк* или *От*) поступает на узел совпадения $УС_в$ или $УС_0$. Поскольку на эти узлы одновременно поступают импульсы от распределителя P_2, то один из них срабатывает и передает воздействие на блок записания команды *БЗК*, где выбор соответствующей позиции запасается.

Второй импульс выбора объекта *ОБ* совпадает с соответствующим импульсом на выходе распределителя P_2. При этом один из узлов совпадения $УС_1$—$УС_n$ срабатывает и передает воздействие на блок выходных элементов *БВЭ*, что вызывает включение объектного триггера.

Третий импульс разрешения исполнения *РИ* должен совпадать с импульсом на выходе последней ступени $n_в$ распределителя P_2. Только при этом условии срабатывает узел совпадения $УС_и$, который считывает команду, запасенную в *БЗК*. При этом операция управления выполняется.

В бесконтактных устройствах *ТУ—ТС* непрерывного воздействия импульсы *ТУ* и *ТС* передаются за один цикл работы с соответствующим сдвигом во времени. Поэтому каждый из распределителей является приемопередающим.

Время передачи серии *ТУ—ТС* с учетом импульсов, выбора позиций, разрешения исполнения и синфазирующего, определяется из следующего выражения:

$$T_ц = \frac{2}{f_и}(N_{ту} + 4),$$

где $f_и$ — частота следования импульсов движения распределителей;

$N_{ту}$ — количество объектов *ТУ*.

Количество объектов *ТС* на 2 больше, чем $N_{ту}$.

Повышение быстродействия бесконтактных систем *ТУ—ТС* этого типа достигается увеличением частоты следования импульсов. Короткие импульсы, занимающие сравнительно широкую полосу частот в канале связи, в большей степени подвержены искажениям, поэтому быстродействующие бесконтактные импульсные устройства *ТУ—ТС* имеют невысокую помехоустойчивость и применяются при сравнительно небольших расстояниях между *ДП* и *ИП* при наличии выделенных проводных каналов связи.

Устройство *ТУ — ТС* типа БТЦ. Устройства *ТУ—ТС* типа БТЦ выпускаются Орловским заводом приборов и предназначаются для телемеханизации энерго-, газо-, водохозяйств и других объектов промышленных предприятий. Объекты телеуправления могут быть сосредоточенные и рассредоточенные.

Устройство рассчитано для работы по физическому (проводному) каналу связи при дальности до 20 *км*.

Питание аппаратуры диспетчерского и исполнительного пунктов должно осуществляться от общей синхронной сети частотой 50 *гц*. Выпускаются следующие модификации устройств БТЦ:

1. Устройство *ТУ—ТС* и *ВТИ* типа БТЦ-1/1, состоящее из одного диспетчерского полукомплекта и одного полукомплекта исполнительного пункта. Количество объектов *ТУ—ВТИ* 4—13 и *ТС* 6—15. Обеспечивается также телефонная сеть между *ДП* и *ИП*.

2. Устройства *ТУ—ТС*, *ТР* и *ВТИ* типа БТЦ-1/10 и БТЦУ-1/10, состоящее из одного общего диспетчерского устройства и нескольких (до 10) однородных устройств для исполнительных пунктов с радиальной (БТЦ-1/10) и древовидной (БТЦУ-1/10) структурой каналов связи. Количество объектов аппаратуры *ДП ТУ—ТР—ВТИ* соответственно 270, *ТС* 290, а аппаратуры *ИП ТУ—ТР—ВТИ* — 7—27 и *ТС* 9—29.

3. Устройство *ТУ—ТС*, *ТР* и *ВТИ* типа БТЦП-1/1, состоящее из одного диспетчерского и одного полукомплекта исполнительного пункта. Количество объектов *ТУ—ТР — ВТИ* 8—58, *ТС* 10—59. Блок-схемы устройств БТЦ в основном соответствуют приведенным на рис. 119, за

исключением того, что в аппаратуре *ДП* и *ИП* применяются общие для всех объектов узлы совпадения.

Схема передачи импульсов *ТУ* и *ТС* устройства типа БТЦ приведена на рис. 120. Передающими элементами

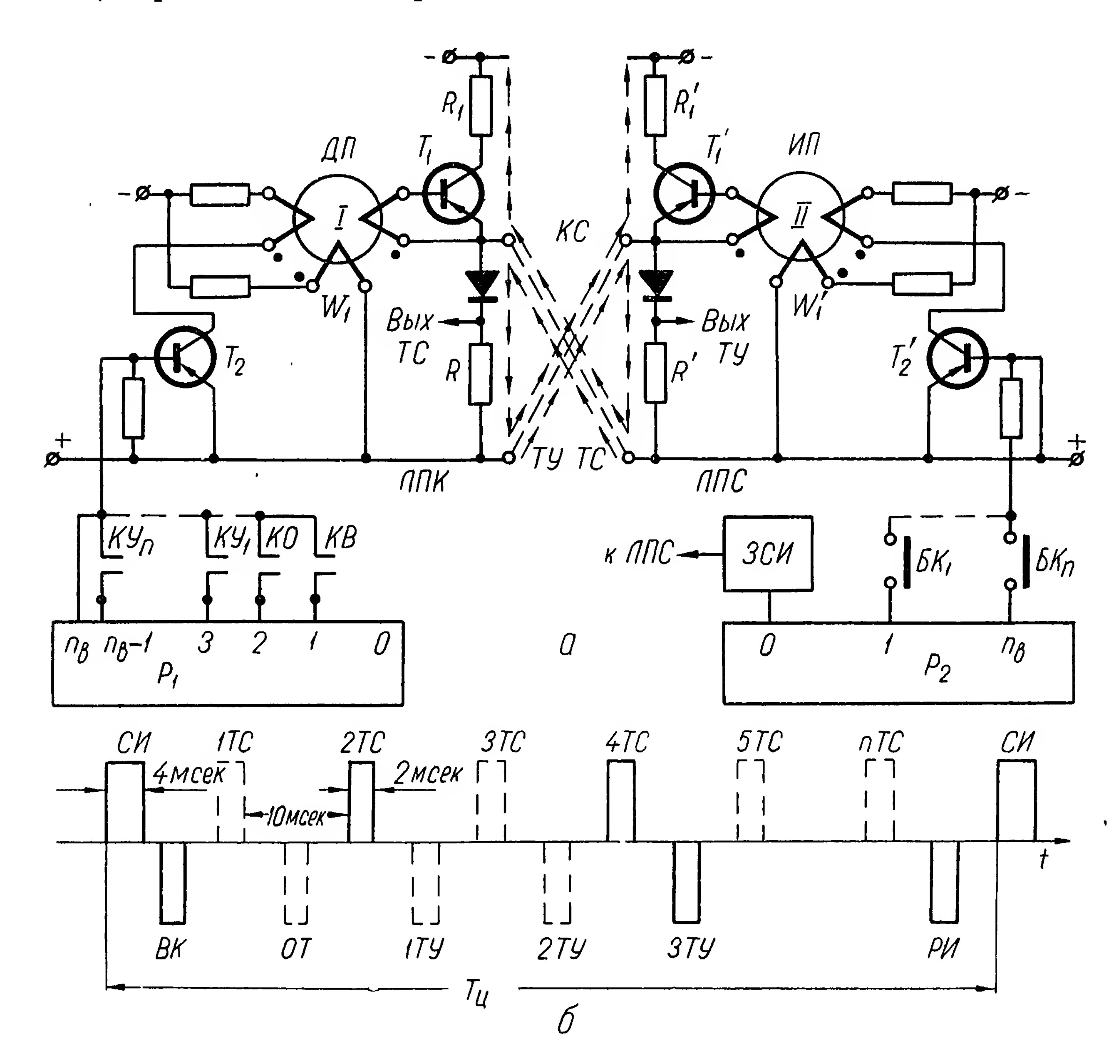


Рис. 120. Схема передачи импульсов *ТУ* и *ТС* устройства типа БТЦ и серия импульсов *ТУ—ТС*:

а — схема; *б* — серия импульсов *ТУ—ТС*.

узлов *ЛПС* и *ЛПК* (рис. 119) являются ферритовые сердечники *I* и *II*, на выходе которых включены транзисторы T_1 и T_1'. Сердечники *I* и *II* нормально перемагничены вверх за счет постоянного подмагничивания, создаваемого токами, проходящими по обмоткам W_1 и W_1'.

Импульсы *ТУ* передаются с *ДП*, а импульсы *ТС*—с *ИП* со сдвигом во времени. Импульсы *ТУ* распределителя P_1 поступают на вход транзистора T_2 через контакты кнопок *КВ* или *КО*, и контакты одного из ключей управления $КУ_1$-

$KУ_n$. При этом транзистор T_2 открывается, сердечник *I* перемагничивается вниз и выдает импульс на вход транзистора T_1, который также открывается и импульсы *ТУ* проходят по каналу связи *КС* и сопротивление R' (на *ИП*), с которого поступают на узлы избирания объектов.

Импульсы *ТС* поступают в *КС* с распределителя P_2 через замкнутые блок-контакты объектов $БК_1$-$БК_n$. Эти импульсы проходят через сопротивление R (на *ДП*), с которого поступают на узлы избирания реле сигнализации.

Импульсы с нулевого элемента распределителя P_2 формируются узлом задания синфазирующего импульса *ЗСИ*, также поступают на *ДП* и служат для установки распределителя P_1 на нуль.

Серия импульсов *ТУ—ТС* при передаче приказа на включение третьего объекта и сигналов о включенном состоянии объектов второго и четвертого приведена на рис. 120, *б*. Синфазирующий импульс СИ имеет увеличенную длительность (временное качество), его фиксация осуществляется схемой с использованием конденсатора и триггера Шмитта (рис. 98, *б*).

Устройство *ТУ—ТС* типа ТМЭ. Устройство *ТУ—ТС* типа ТМЭ выпускает завод «Электропульт» (г. Ленинград) и предназначается для телемеханизации крупных промышленных и энергетических предприятий.

Канал связи — двухпроводная линия. При кабельной линии максимальная дальность передачи сигналов *ТУ—ТС* 15—20 *км*, а при работе по воздушной линии максимально допустимое значение сопротивления проводов до 10 *ком*.

Устройство выполняет следующие функции: *ТУ* двухпозиционными объектами, непрерывную *ТС* их положения, *ВТИ* и *ТР* с одновременным вызовом *ТИ*.

Устройство типа ТМЭ построено на магнитно-диодных ячейках ППГ, материал сердечников — пермаллой 65НП, размеры 35 × 25 × 10 *мм*. Индивидуальные реле управления и сигнализации выполнены в виде бесконтактных магнитных реле. Устройство ТМЭ выпускается в трех модификациях А, Б и В, каждая из которых имеет значительное количество моделей, среди которых есть устройства только *ТС* на 14—42 объекта, устройства *ТС—ТР—ВТИ* на 13 *ТС* и 4*ТР—ВТИ* и на 41*ТС* и 39*ТР—ВТИ*, устройства *ТУ—ТС* на 14*ТС* и 5*ТУ* и на 42*ТС* и 40*ТУ*, устройства *ТУ—ТС—ВТИ* на 13*ТС*, 5*ТУ* и 6*ВТИ* и на 41*ТС*, 33*ТУ* и 6*ВТИ*. Наиболее полные устройства имеют 27*ТС*, 5*ТУ*, 14*ВТИ*,

5*ТР—ВТИ* и 41*ТС*, 26*ТУ*, 7*ВТИ*, 4*ТР—ВТИ*. При максимальной емкости время передачи сигнала *ТС* примерно равно 1 *сек*, а *ТУ* — 2 *сек*. Временная диаграмма серий импульсов при *ТС* и *ТУ* устройства ТМЭ приведена на рис. 121. Серия *ТС* передается на нечетных полуволнах *1*, *3*, *5*, *7*, *9*, ... питающего напряжения, а серия *ТУ* — на четных *2*, *4*, *6*, *8*, *10*, ... Этим обеспечивается возможность их совмещения при передаче.

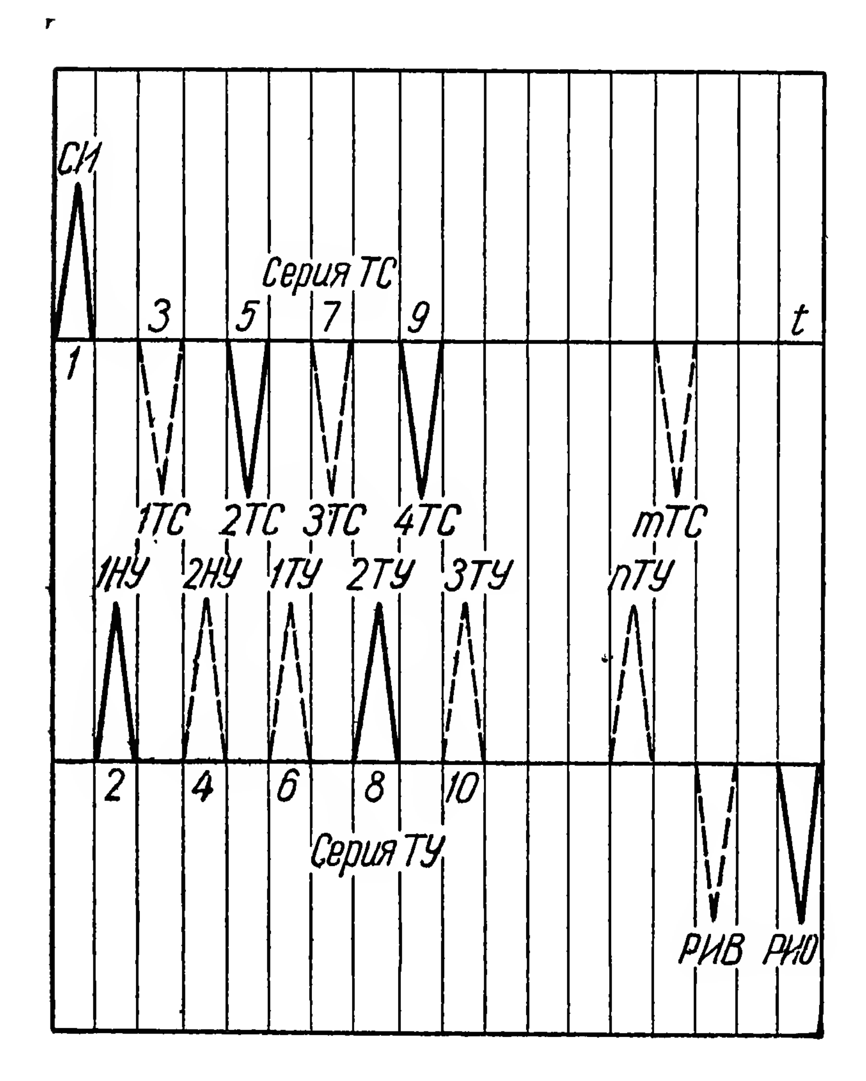


Рис. 121. Временная диаграмма серий импульсов при *ТС* и *ТУ* устройства ТМЭ.

Серия *ТС* состоит из синфазирующего импульса *СИ* и импульсов отключенных объектов *2ТС*, *4ТС*. Синфазирующий импульс отличается от импульсов сигнализации обратной полярностью.

Серия *ТУ* имеет три импульса: *1НУ* или *2НУ*, импульс выбора объекта *2ТУ* и импульс выбора позиции *РИВ* или *РИО*. Импульсы *1НУ* (*2НУ*) фиксируют начало серии *ТУ* и используются для контроля синхронного хода распределителя во время передачи *ТУ*. Импульсы выбора позиции имеют обратную полярность и одновременно выполняют функцию разрешения исполнения.

На рис. 122 приведена блок-схема образования качественных признаков и линейные узлы устройства ТМЭ. Линейные узлы имеют по два передающих элемента $ПД_1$ и *ПДИ* на *ДП* и $ПД_2$ и *ПДС* на *ИП*, так как в серии *ТУ* и *ТС* входят импульсы различной полярности. Соответственно имеется и по два приемных элемента $ПР_1$, *ПРС* и $ПР_2$, *ПРИ*, которые принимают импульсы *ТС* и *ТУ*.

Передатчик $ПД_1$ на *ДП* подготавливается импульсами распределителя $Р_1$ через контакты ключей управления $КУ_1$-$КУ_n$ и образует, при сбросе от тактовых импульсов, импульсы *НУ* и *ТУ* (рис. 121), которые посылаются в линию

связи *ЛС* в сторону *ИП*. Передатчик *ПДИ* управляется ключом характера операции *ОТ* или *ВК* и образует импульсы *РИО* или *РИВ* (рис. 121). Импульсы *НУ* и *ТУ* принимаются на *ИП* приемником $ПР_2$, а импульсы *РИВ* или *РИО* — приемником *ПРИ*, с выхода которого воздействие передается на узел разрешения исполнения.

Передатчик $ПД_2$ на *ИП* подготавливается импульсами распределителя P_2 через блок-контакты объектов $БК_1$-$БК_n$

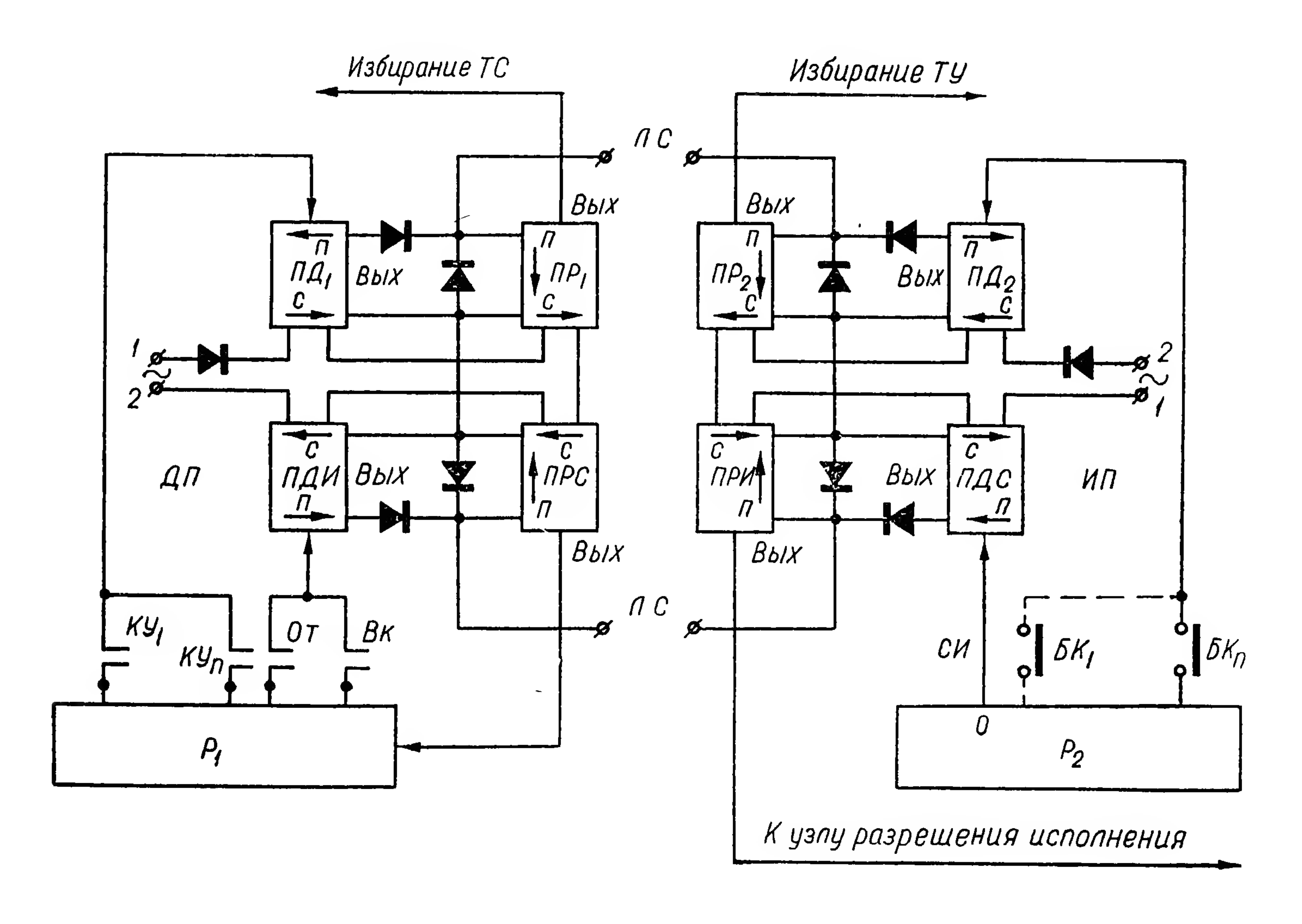


Рис. 122. Блок-схема образования качественных признаков и линейные узлы устройства ТМЭ.

и образует при сбросе импульсы *ТС*, которые посылаются в линию связи в сторону *ДП* и принимаются приемником $ПР_1$. Передатчик *ПДС* управляется нулевым элементом распределителя P_2 и передает синфазирующий импульс *СИ*, воздействующий на приемник *ПРС*, с выхода которого выдается импульс установки распределителя P_1 в нулевое положение. Поскольку тактовые импульсы на *ДП* и *ИП* сдвинуты на 180°, то импульсы *ТУ* и *ТС* проходят со сдвигом во времени.

Импульсы передатчиков не действуют на свои приемники вследствие того, что обмотки питания (сброса) этих элементов включены последовательно. Кроме того, благо-

даря тому, что на каждой стороне выходные обмотки передатчиков включены встречно, паразитные импульсы элементов *ППГ* взаимно компенсируются.

Блок-схема узла избирания устройства типа *ТМЭ* и временная диаграмма приведены на рис. 123. Избирание осуществляется при помощи двух элементов *ЗОТ* и *ЗВК* (рис. 123, *а*). Элемент *ЗОТ* запрещает отключение выходных бесконтактных реле $БР_1$-$БР_n$, если на данном такте дви-

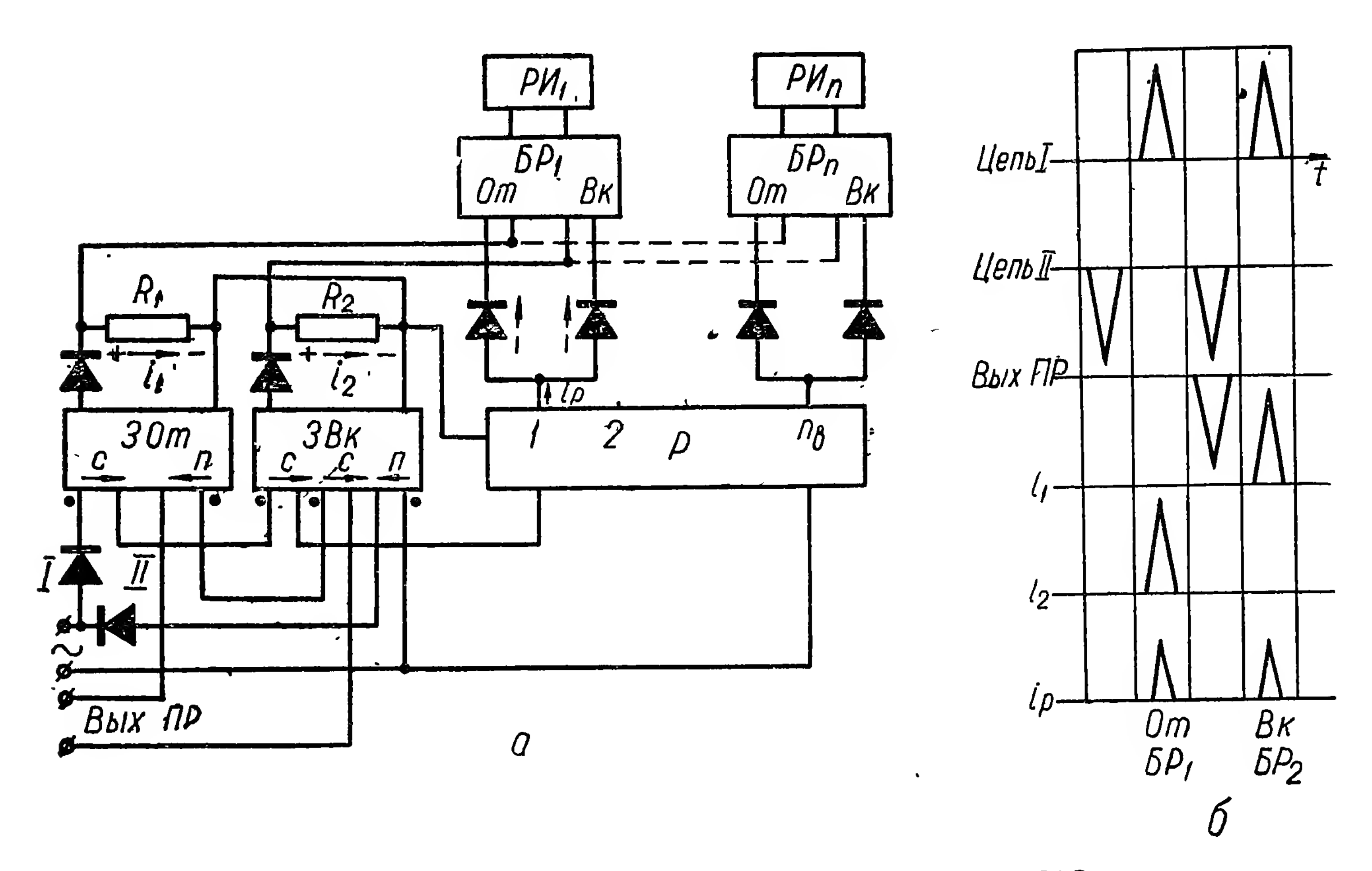


Рис. 123. Блок-схема узла избирания устройства ТМЭ и временная диаграмма:

а — блок-схема; *б* — временная диаграмма (буквами *П* и *С* обозначены направления подготовки и сброса магнитных элементов ППГ).

жения распределителя *Р* поступает импульс с выхода приемника *ПР* (рис. 122), а элемент *ЗВК* запрещает включение реле $БР_1$-$БР_n$, если импульс — отсутствует. Элемент *ЗВК* подготавливается по цепи *II* на каждой отрицательной полуволне переменного тока, питающего цепь движения распределителя *Р* и обмотки сброса избирающих элементов. На каждой положительной полуволне этого тока по цепи *I* элемент *ЗВК* сбрасывается, выдавая на выходе импульс тока i_2, который проходя по сопротивлению R_2 создает падение напряжения, запирающее цепь для прохождения импульса тока $i_р$ с выхода распределителя по обмотке включения *Вк* соответствующего выходного реле *БР*.

Элемент *ЗОТ* на отрицательных полуволнах не подготавливается. Поэтому $i_1 = 0$ и цепь отключения *От* выходных реле при отсутствии импульсов с выхода *ПР* не заперта (так как $R_1 i_1 = 0$), и они отключаются импульсами тока с соответствующих выходов распределителя.

Если на отрицательной полуволне питающего тока сработает приемник *ПР*, то он подготовит элемент *ЗОТ* и запретит подготовку элемента *ЗВК*. Тогда на следующей положительной полуволне окажется запертой цепь отключения реле *БР* и открытой цепь включения, и от импульса распределителя включится соответствующее бесконтактное реле *БР* и исполнительное реле из $РИ_1$-$РИ_n$. Работа узла избирания поясняется временной диаграммой, приведенной на рис. 123, *б* для случая отключения реле $БР_1$ и включения реле $БР_2$.

На рис. 124 приведены блок-схемы узлов автоматического запуска распределителя *ИП* и защиты от неправильной сигнализации на *ДП*. Схема запуска (рис. 124, *а*) срабатывает при подключении напряжения питания. Запуск производится пусковым элементом *ПЭ*, обмотка сброса $W_с$ которого включена последовательно в цепь движения *I* однотактного распределителя *Р* и обтекается положительными полуволнами тока питания. Элемент *ПЭ* подготавливается отрицательными полуволнами тока питания по цепи *II* и затем при сбросе выдает импульс на подготовку элемента 1 распределителя. При работающем распределителе действие ампервитков обмотки $W_п$ подготовки элемента *ПЭ* компенсируется второй обмоткой управления $W_у$, по которой проходят импульсы разряда конденсаторов связи *С*.

Защита от неправильной сигнализации на *ДП* (рис. 124, *б*) основана на контроле синфазного хода распределителей *ДП* и *ИП*. Контроль осуществляется по наличию или отсутствию совпадения импульса с выхода *ПРС* и с последнего $n + 1$ элемента распределителя *Р*. Приемник синфазирующего импульса *ПРС* (рис. 122) подготавливается этим импульсом *СИ*, поступающим из линии связи, и на следующей полуволне питающего тока сбрасывается, выдавая импульсы на подготовку элемента $Н_1$ и на сброс элемента $Н_2$. Одновременно происходит сброс $n + 1$ элемента распределителя, который выдает импульс на сброс $Н_1$ и подготовку $Н_2$. Следовательно, в случае такого совпадения, воздействия на элементы $Н_1$ и $Н_2$ взаимно компенси-

руются. Это характеризует синфазный ход распределителей *ДП* и *ИП*. Если синфазность будет нарушена, то совпадения импульсов с выхода *ПРС* и с выхода $n + 1$ элемента распределителя не произойдет. При этом один из эле-

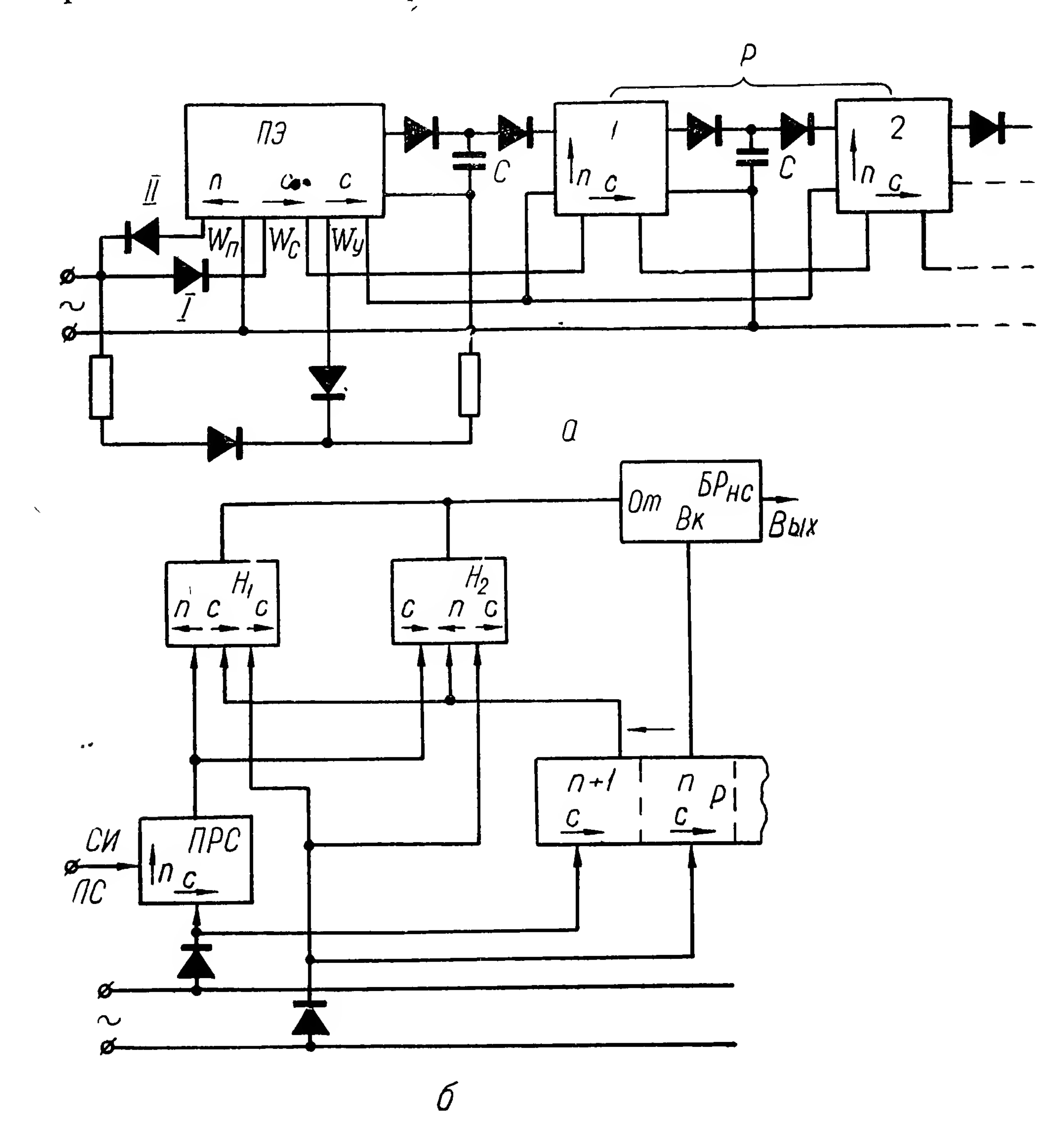


Рис. 124. Блок-схемы узлов автоматического запуска распределителя *ИП* и защиты от неправильной сигнализации на *ДП* устройства ТМЭ:

а — автоматического запуска; *б* — защиты (буквами *П* и *С* обозначены направления подготовки и сброса магнитных элементов с ППГ).

ментов H_1 или H_2 окажется подготовленным, что приводит к выдаче с этого элемента импульса на отключение бесконтактного магнитного реле $БР_{н.\,с}$, которое отключает питание цепей сигнализации щита и пульта, подает сигнал о неисправности устройства и запрещает передачу импульсов телеуправления. Реле $БР_{н.\,с}$ восстанавливается каждый цикл от n-го элемента распределителя.

§ 4. ВРЕМЯ-РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫЕ БЕСКОНТАКТНЫЕ УСТРОЙСТВА *ТУ — ТС*

Время-распределительные бесконтактные устройства *ТУ—ТС* предназначены для работы по узкополосным высокочастотным дуплексным каналам связи. Скорость передачи импульсов составляет 40—50 *бод*, что обеспечивает работу устройств при полосе пропускания канала связи 120—140 *гц*.

В устройствах используется пошаговый метод переключения распределителей и временные качественные признаки.

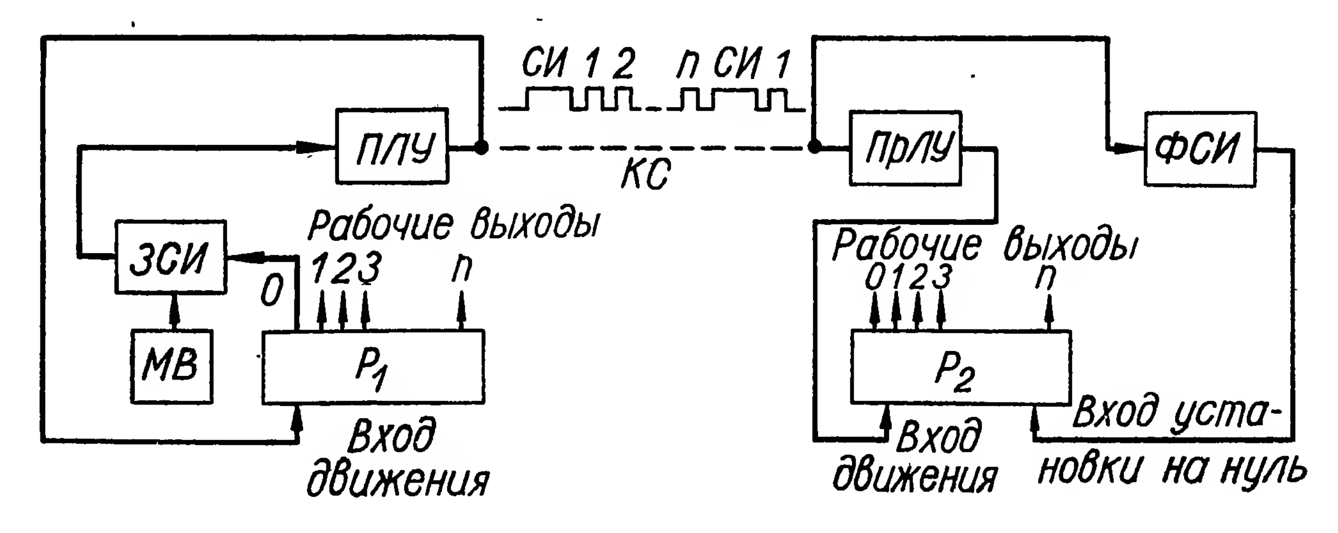


Рис. 125. Блок-схема пошагового переключения распределителей, применяемая в бесконтактных устройствах *ТУ—ТС*.

При этом отпадает необходимость в синхронных источниках питания. На рис. 125 приведена блок-схема пошагового переключения распределителей, применяемая в бесконтактных устройствах *ТУ—ТС*. Импульсы от мультивибратора *МВ* через узел задания синфазирующего импульса *ЗСИ* поступают на вход передающего линейного узла *ПЛУ*. Усиленные тактовые импульсы (*1*, *2*,..., *n*) с выхода *ПЛУ* поступают в канал связи *КС* и одновременно на вход движения распределителя P_1. Из канала связи тактовые импульсы поступают на вход приемного линейного узла *ПрЛУ*, а затем на вход движения распределителя P_2. Этим обеспечивается синхронное переключение распределителей. Чтобы движение распределителей было также синфазным, применяются узлы *ЗСИ* и *ФСИ*. Узел *ЗСИ* запускается в момент переключения распределителя P_1 на нулевую позицию. При этом в случае использования временного импульсного признака в канал связи поступает

удлиненный импульс *СИ*, от которого срабатывает узел фиксации синфазирующего импульса *ФСИ*. Вследствие этого на выходе *ФСИ* образуется импульс, которым распределитель P_2 в случае нарушения синфазности принудительно устанавливается в нулевое положение. При этом фиксируется сбой передачи и срабатывают защитные узлы, запрещающие выполнение команды *ТУ* или фиксации сигнала *ТС*.

Время-распределительное бесконтактное устройство типа ВРТ-Ф (завод «Электропульт»). Устройство типа ВРТ-Ф предназначено для *ТУ—ТС*, *ВТИ* с подключением

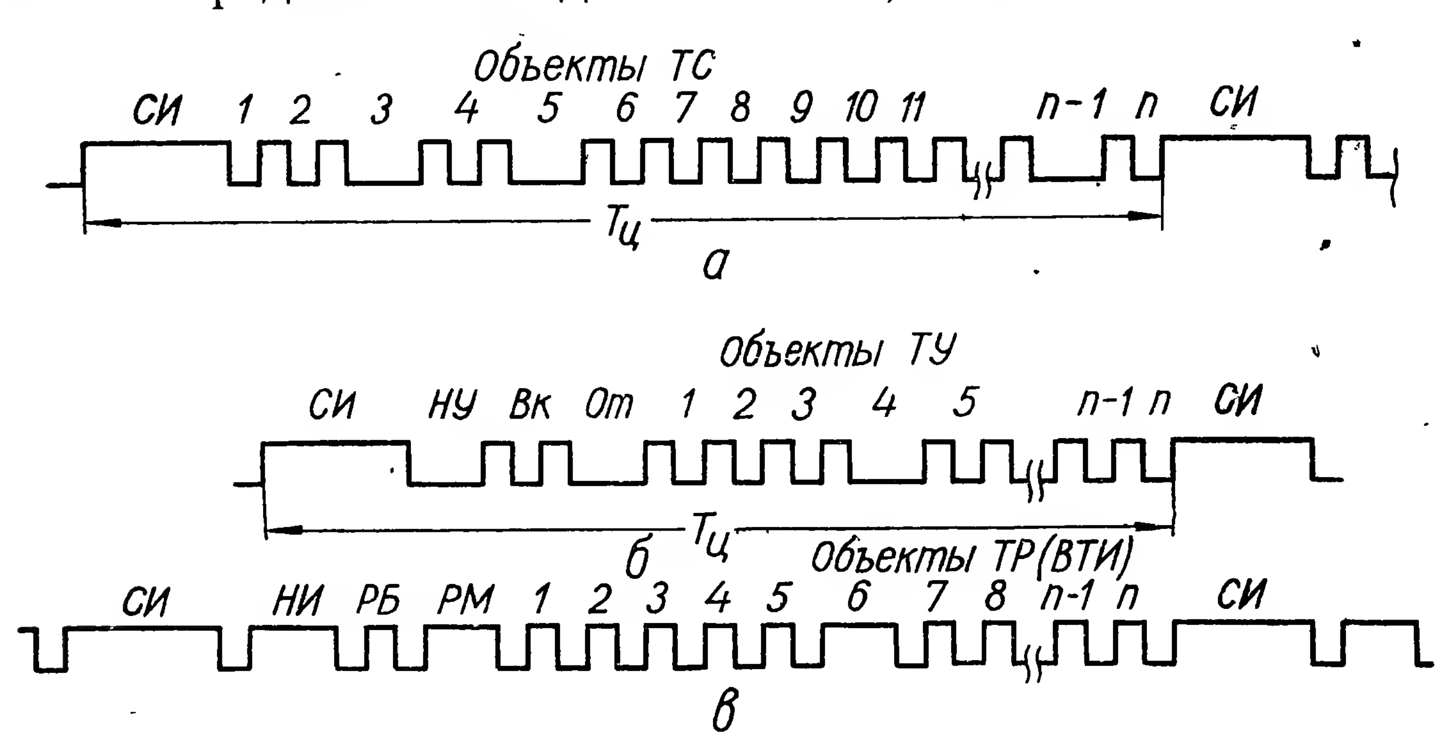


Рис. 126. Серии *ТС*, *ТУ* и приказа телерегулирования *ТР* (*ВТИ*) устройства ВРТ-Ф:

а — серия *ТС*; *б* — серия *ТУ*; *в* — серия *ТР* (*ВТИ*).

телеизмеряемых параметров к отдельному каналу связи, а также передачи сигналов *ТР* («больше» и «меньше»). Система состоит из двух независимых устройств *ТС* и *ТУ*, *ТР—ВТИ*, которые могут применяться отдельно. Для работы каждого блока используются отдельные каналы связи, по которым непрерывно передаются тактовые импульсы, служащие для переключения приемных распределителей. Для синфазирования и избирания используются импульсы и паузы увеличенной длительности.

Серии импульсов устройства типа ВРТ-Ф приведены на рис. 126. Циклы *ТС* следуют друг за другом непрерывно и разделяются синфазирующими импульсами *СИ* (рис. 126, *а*). Тактовые импульсы и паузы имеют единичную длительность. Избирающие паузы имеют тройную длительность, а импульсы синфазирования *СИ* имеют длительность, в шесть

раз превышающую длительность тактового импульса. Приказы *ТУ* передаются только в течение одного цикла, после воздействия на ключ управления. В серию *ТУ* (рис. 126, *б*) входят тактовые импульсы и паузы: избирающая пауза начала управления *НУ*, избирающая пауза выбора позиции *Вк* или *От*, избирающая пауза выбора объекта и импульс синфазирования *СИ*.

Передача вызова телеизмерения *ВТИ* и приказа телерегулирования *ТР* передаются устройством *ТУ* непрерывно в течение времени нажатия соответствующих ключей (*ТР* совмещается с *ВТИ*). Серия *ТР* (*ВТИ*) состоит из следующих избирающих импульсов (рис. 126, *в*): утроенной длительности начала выбора телеизмерений *НИ*, регулирования «больше» *РБ* или «меньше» *РМ* и номера объекта *ТР* (*ВТИ*). Устройство ВРТ-Ф выполняется на диодах, транзисторах и ферритовых сердечниках с ППГ. Выпускаются две модификации: А на 8*ТС*, 16*ТУ*, 7*ТР* и Б на 16*ТС*, 32*ТУ*, 7*ВТИ* и 7*ТР*. Максимальная продолжительность передачи серии *ТУ*—2,2 *сек*, а серии *ТС* — 4 *сек*. Эта длительность примерно соответствует времени передачи контактных устройств этого типа.

§ 5. РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНО-КОМБИНАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ СО СМЕННОКАЧЕСТВЕННЫМ КОДОМ

Сменнокачественные коды интервалов между импульсами не имеют и обладают свойством самораспределения. Поэтому при их использовании увеличивается быстродействие и повышается надежность телеуправления вследствие исключения распределительного узла на приемной стороне.

Поскольку сменнокачественные коды можно образовать только при $K \geqslant 3$, то они применяются при использовании частотных признаков импульсов тока. В устройствах телеуправления, как правило, применяется сменнокачественный код на размещения при $n_в = 2$ и количестве частотных качеств до 10—12. Применяется также сменнокачественный код на перестановки при $n_в \geqslant 4$.

Шифраторы сменнокачественного кода на размещения. Шифраторы сменнокачественного кода на размещения вы-

полняются с перестраиваемыми или с отдельными генераторами (рис. 127). В блок-схеме с перестраиваемыми генераторами (рис. 127, *а*) переключение контуров $КГ_1$ и $КГ_2$ генераторов $Г_1$ и $Г_2$ производится контактами ключей управления *КУ*. Этим задается частота первого и второго импульсов, определенная последовательность посылки которых обеспечивается распределителем-генератором импульсов *РГИ*, путем подачи напряжения на эммитерные повто-

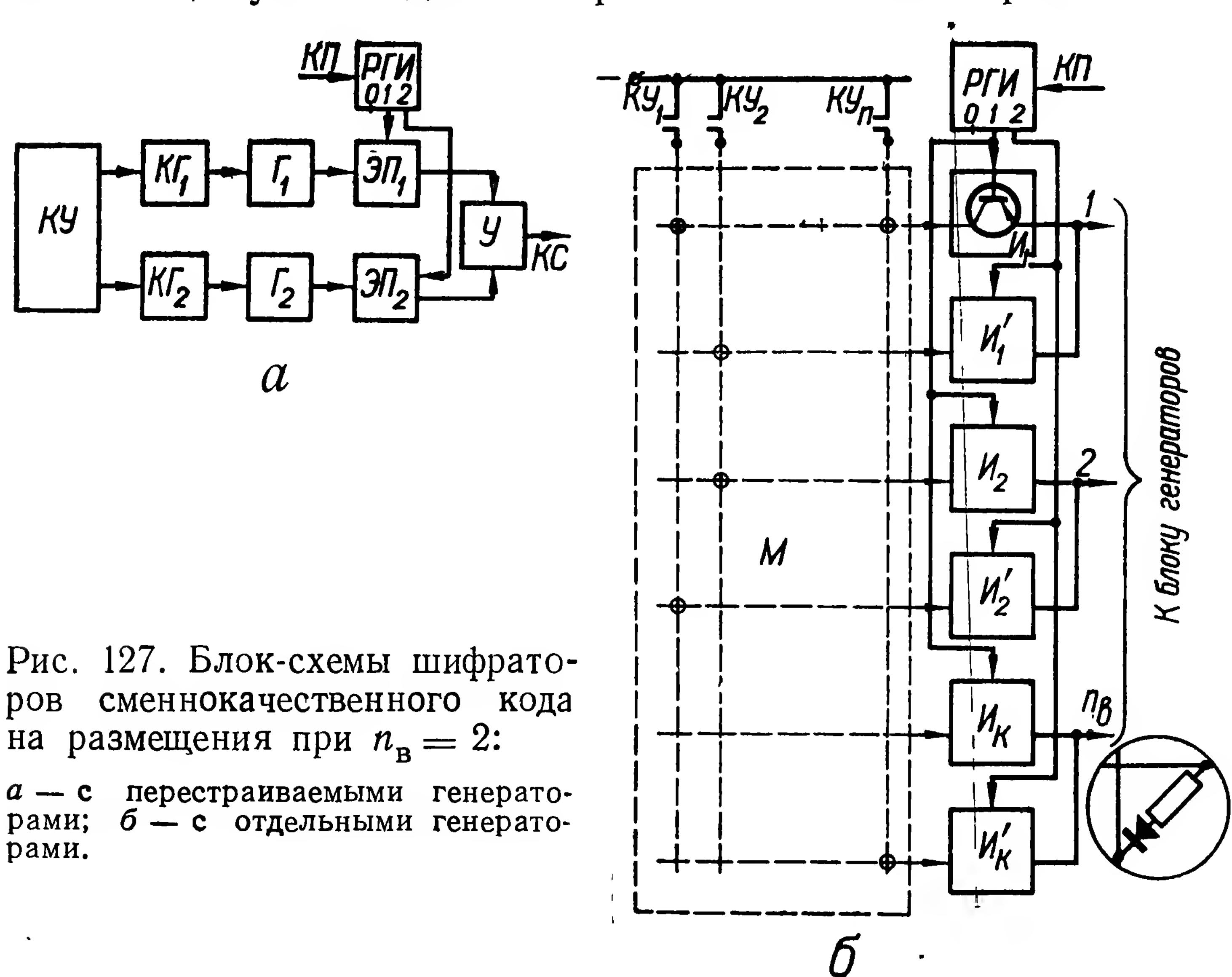


Рис. 127. Блок-схемы шифраторов сменнокачественного кода на размещения при $n_в = 2$:

а — с перестраиваемыми генераторами; *б* — с отдельными генераторами.

рители $ЭП_1$ и $ЭП_2$. Усиливаются частотные импульсы усилителем *У*. Запуск *РГИ* осуществляется пусковой кнопкой *КП*.

В блок-схеме шифратора с отдельными генераторами (рис. 127, *б*) ключи управления $КУ_1$—$КУ_n$ воздействуют на вход матрицы *М*, на выходе которой включены узлы совпадения $И_1$, $И'_1$-$И_k$, $И'_k$. На второй вход этих узлов сигнал поступает от распределителя-генератора импульсов *РГИ*, который запускается пусковой кнопкой *КП*. С выходов узлов совпадения импульсы поступают на блок генераторов.

Дешифраторы сменнокачественного кода на размещения. Дешифратор сменнокачественного кода на размещения (рис. 128, *а*) отличается от дешифратора частотного кода

на сочетания (рис. 104) наличием узлов кратковременного запоминания на выходе приемников частотных сигналов $ПЧС_1$-$ПЧС_k$, от каждого из которых воздействие передается на два входа диодной матрицы $М_д$. При поступлении импульса с частотой заполнения f_1 срабатывает узел $ЭЗ_1$. Затем при поступлении импульса $f_к$ выходное напряжение появляется на выходе *1* матрицы $М_д$. При обратном порядке следования импульсов напряжение возникает на выходе—*М*.

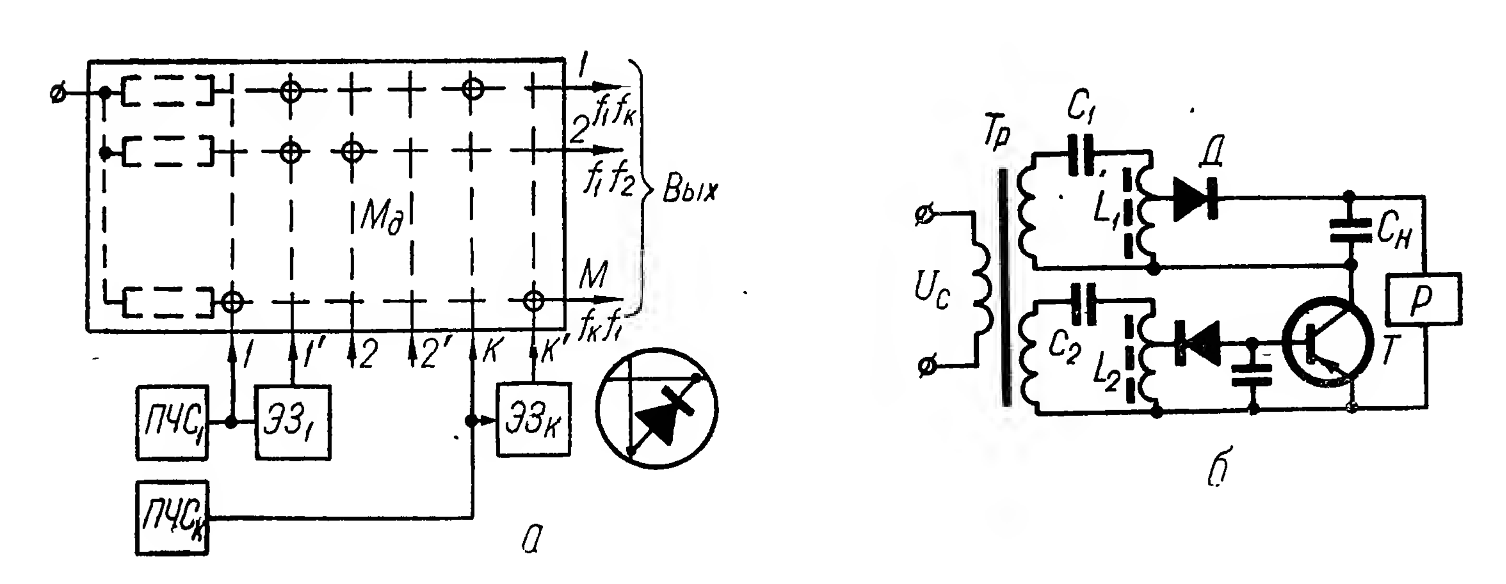


Рис. 128. Блок-схемы дешифратора и одиночного приемника сменнокачественного кода на размещения при $n_в = 2$:
а — дешифратор; *б* — приемник.

При выборе одиночных объектов управления, расположенных вдоль общего канала связи, применяется упрощенная схема приемника сменнокачественного кода на размещения (рис. 128, *б*). В качестве *ПЧС* используются два последовательных *LC* контура [19]. Контур L_1C_1 настроен на частоту f_1, L_2C_2 на f_2.

При поступлении на вход трансформатора *Тр* импульса с частотой f_1 через диод *Д* заряжается накопительный конденсатор $C_н$. Затем при поступлении импульса с частотой f_2 транзистор *Т* открывается и конденсатор $C_н$ разряжается на обмотку исполнительного реле *Р*, которое срабатывает. При передаче частотных сигналов с обратной последовательностью, а также при повреждении любого элемента схемы ложное срабатывание реле исключается.

Устройство типа ТЧР-61. Устройство типа ТЧР-61 предназначено для телемеханизации промышленных объектов с рассредоточенным расположением контролируемых пунктов по физическим каналам связи с произвольной структурой. Устройство является комплексным, так как помимо

операций *ТУ—ТС* (для двухпозиционных объектов) и *ВТИ* осуществляется также телеизмерение (при наличии специальной приставки) и управление многопозиционными объектами (*ТР*). На каждом из возможных 56 исполнительных пунктов осуществляется управление одним двухпозиционным объектом, сигнализация его положения и передача одного телеизмеряемого параметра.

Выбор *ИП* производится сменнокачественным кодом на размещения при $n_в = 2$. Всего используется восемь частот,

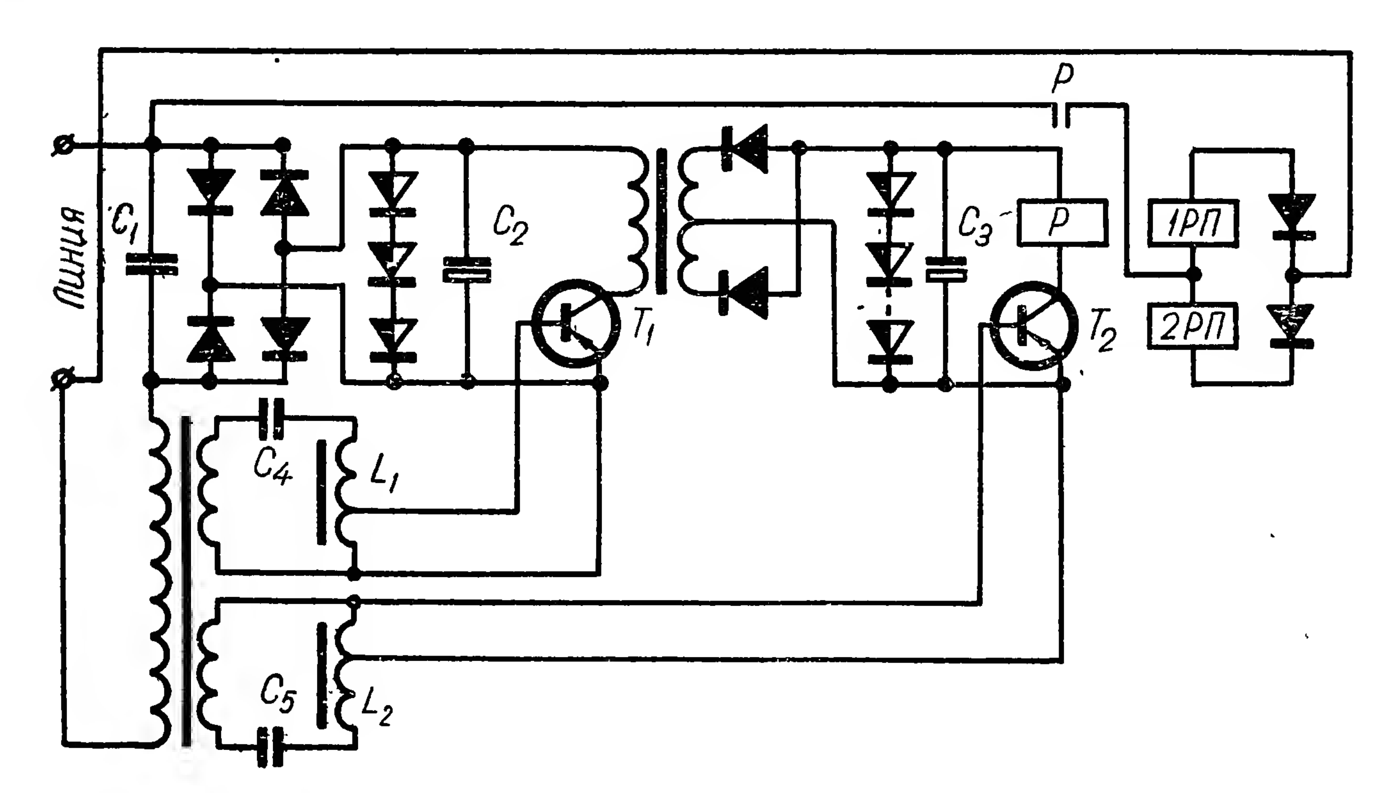


Рис. 129. Схема избирания аппаратуры *ИП* устройства типа ТЧР-61.

так как $A_8^2 = 8 \cdot 7 = 56$. Характер операции («включить» или «отключить») определяется полярностью постоянного тока в линии связи.

Отличительной особенностью устройства типа ТЧР-61 является то, что вся аппаратура *ИП* питается по линии связи. Поэтому одновременно с частотными импульсами по линии связи передается постоянный ток, полярность которого определяет позицию объекта управления.

Схема избирания аппаратуры *ИП* устройства типа ТЧР-61 приведена на рис. 129. Конденсатор C_2 заряжается постоянным током в линии до напряжения, ограничиваемого стабилитронами. Вследствие применения выпрямительного мостика, полярность напряжения на конденсаторе C_2 не зависит от полярности тока в линии. Это напряжение служит для питания усилителя на транзисторе T_1.

При поступлении первого частотного импульса с частотой настройки контура C_4, L_1, на выходе этого контура

возникает переменное напряжение, которое усиливается транзистором T_1, выпрямляется и заряжает конденсатор C_3 до напряжения, также ограничиваемого стабилитронами. Если затем на вход схемы поступит частотный импульс с частотой настройки контура C_5, L_2, то транзистор T_2 будет периодически открываться и реле избирания *Р* сработает от тока разряда конденсатора C_3. При обратном порядке следования частотных импульсов конденсатор C_3 заряжен не будет и схема не сработает.

После срабатывания реле *Р* к линии подключается генератор контрольной частоты, которая передается, если на *ИП* нет аварии. В зависимости от полярности постоянного тока в линии срабатывает реле *1РП* («включить») или *2РП* («отключить»), которые замыкают соответствующие цепи объекта управления.

Схема исполнительного пункта построена таким образом, что отказ любого из элементов приводит к несрабатыванию реле *Р*, что повлечет за собой отсутствие контрольной частоты в линии, т. е. сигнализацию неисправности на данном *ИП*. При невыполнении команды телеуправления контрольная частота также будет отсутствовать.

Устройство типа ТЧР-61 разработано в Институте автоматики и телемеханики АН СССР совместно с институтом «Гипроводхоз» МСХ СССР.

Глава десятая

УСТРОЙСТВА *ТУ — ТС* С ПРОИЗВОДНЫМИ МЕТОДАМИ ИЗБИРАНИЯ И УСТРОЙСТВА ЦИРКУЛЯРНОГО ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

§ 1. МНОГОПРОВОДНЫЕ УСТРОЙСТВА *ТУ — ТС* С РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫМ (ПРОСТЫМ КАЧЕСТВЕННЫМ) ИЗБИРАНИЕМ

При управлении сравнительно небольшим количеством объектов, расположенных вблизи диспетчерского пункта (цеха промышленных предприятий, электростанций), применяются устройства *ТУ—ТС* с разделительным и разделительно-комбинационным методами избирания. Эти устройства *ТУ—ТС* относятся к многопроводным, так как количество используемых проводов определяется числом объектов.

При управлении значительным количеством объектов применяются устройства с частотно-комбинационно-разделительным методом избирания.

На рис. 130 представлена принципиальная схема многопроводного устройства *ТУ—ТС* с разделительным избиранием и полярным выбором. Передача сигналов *ТУ—ТС* для каждого объекта управления осуществляется по двум проводам $Л_1$, $Л_2$. На пунктах управления и исполнительном имеются отдельные источники питания, средние точки которых соединены между собой общим проводом $Л_0$.

Следовательно, общее число проводов

$$N_{пр} = 2N_{об} + 1.$$

Телеуправление объектами осуществляется путем перевода индивидуального трехпозиционного ключа управления *КУ* в соответствующую позицию. При этом в зависимости от полярности тока в линии срабатывает реле *УВ* или *УО*, включающие или отключающие объект управления, путем воздействия на промежуточные реле (рис. 130, *в*). Телесигнализация положения объектов осуществляется их блок-контактами *БК*, при переключении которых изменяется полярность тока в линии. При срабатывании реле сигнализации *СО* или *СВ* включаются лампы *ЛО* или *ЛВ*.

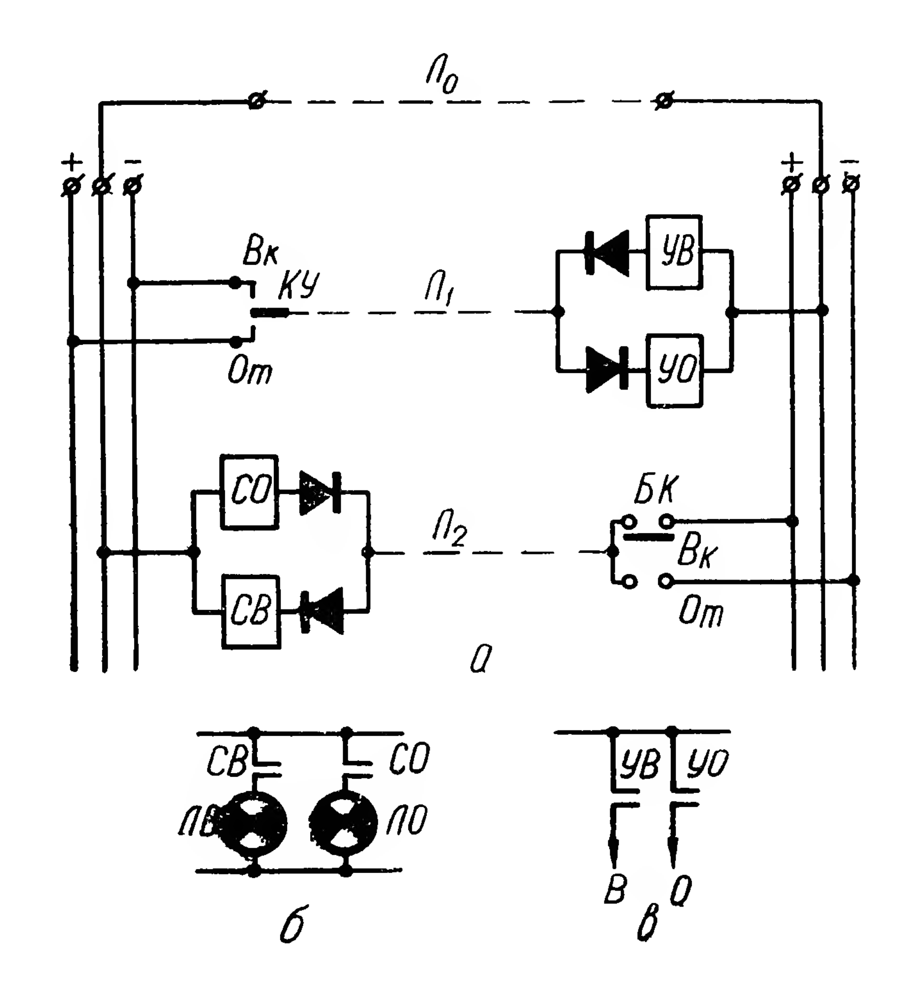


Рис. 130. Принципиальная схема многопроводного устройства *ТУ—ТС* с разделительным избиранием и полярным выбором:

а — схема *ТУ—ТС*; *б* — схема включения сигнальных ламп; *в* — схема исполнительных цепей управления.

Эта схема дает сокращение числа проводов в два раза по сравнению с дистанционным управлением. Дальнейшее сокращение числа проводов можно получить за счет увеличения количества используемых качественных признаков.

Наиболее простая схема получается при одновременном использовании полярных и амплитудных качеств (рис. 131). Телеуправление осуществляется большими амплитудами тока в линии, а телесигнализация — малыми. Выбор позиции *ТУ*- и *ТС*- полярный. Реле управления *УВ* и *УО* зашунтированы сопротивлениями *R* и поэтому срабатывают только от импульсов тока в линии значительной амплитуды (рис. 131, *а*, *б*). Для срабатывания реле сигнализации *СВ* и *СО* достаточна малая амплитуда (рис. 131, *б*).

Ключ управления *КВ* —*КО* двухпозиционный. В положении, показанном на рис. 131, *а* контакты ключа *КВ* замкнуты, а *КО* — разомкнуты. Объект включен и его блок-контакты *БК* находятся в верхнем положении. При этом по линии $Л_1$ проходят импульсы тока положительной

полярности и малой амплитуды, удерживающие якорь реле *СВ* в притянутом состоянии, а его н. о. контакты — замкнутыми. Сигнальная лампа *ЛВ* сигнализирует включенное состояние объекта.

Для отключения объекта необходимо ключ управления перевести в противоположную позицию. При этом его контакты *КВ* разомкнутся, а *КО* — замкнутся. Обмотка реле

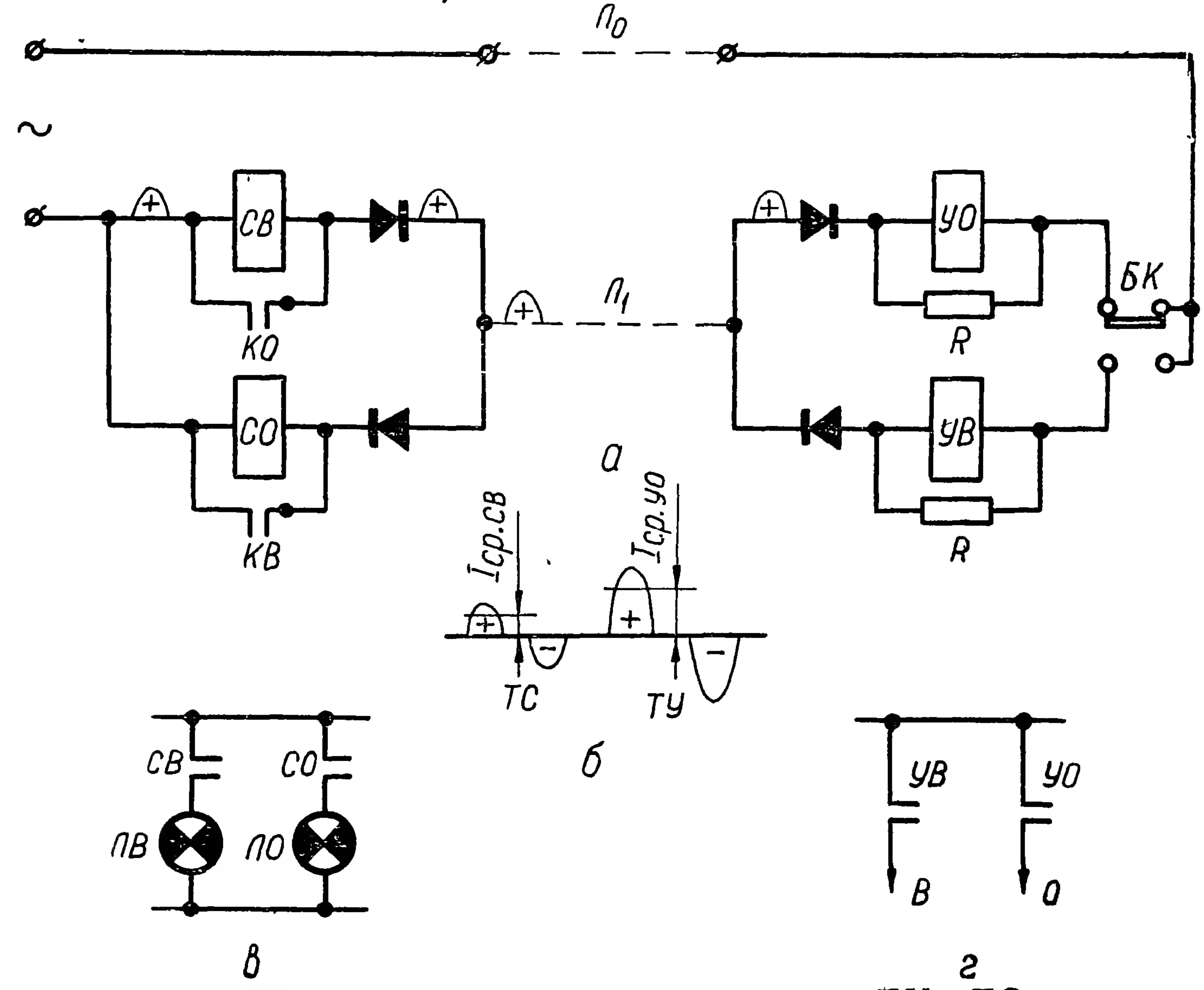


Рис. 131. Схема многопроводного устройства *ТУ—ТС* с разделительным избиранием и полярно-амплитудным выбором:

а — схема *ТУ—ТС*; *б* — импульсы *ТС* и *ТУ*; *в* — схема включения сигнальных ламп; *г* — исполнительные цепи управления.

СВ будет зашунтирована и лампа *ЛВ* погаснет. Так как сопротивление цепи уменьшается, то амплитуда положительных импульсов в линии увеличится и реле управления *УО* сработает. Когда объект отключится, то его блок-контакты переключатся в нижнее положение и в линии установится ток отрицательной полярности и малой амплитуды, от которого сработает реле сигнализации *СО*. Своими н. о. контактами реле *СО* включит сигнальную лампу *ЛО* (рис. 131, *в*).

Для схемы рис. 131, *а* общее число проводов

$$N_{пр} = N_{об} + 1.$$

§ 2. МНОГОПРОВОДНЫЕ УСТРОЙСТВА *ТУ — ТС* С РАЗДЕЛИТЕЛЬНО-КОМБИНАЦИОННЫМ (КАЧЕСТВЕННО-КОМБИНАЦИОННЫМ) МЕТОДОМ ИЗБИРАНИЯ

В многопроводных устройствах с разделительно-комбинационным методом избирания набор комбинаций кода на все сочетания осуществляется контактами наборных реле *НШ*, образующих шифратор (рис. 132, *а*). Эти реле срабатывают при повороте индивидуальных самовозвратных ключей управления *КУ* в соответствующую позицию (рис. 132, *б*). Последовательная цепочка н. з. контактов реле *НШО — НШВ* исключает возможность коротких замыканий источника питания при случайном одновременном нажатии на два или более ключа управления. В этом случае образуется комбинация с бо́льшим номером.

Фиксация комбинаций выполняется наборными реле дешифратора *НД*. Контакты этих реле образуют выходные цепи дешифратора (рис. 132, *в*). Для получения более равномерной контактной нагрузки на реле *НД* в одной из ветвей дешифратора контакты реле 2*НД* и 3*НД* меняются местами.

Как ясно из рис. 132, схема разделительно-комбинационного устройства телеуправления значительно сложнее, чем с простым разделительным избиранием. Однако использование линий связи получается более эффективным. Многопроводные устройства *ТУ—ТС* применяются при сравнительно небольших расстояниях до объектов управления. Причем преимущественно используются устройства с простым качественным избиранием как наиболее простые.

§ 3. УСТРОЙСТВА ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ С ЧАСТОТНО-КОМБИНАЦИОННО-РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫМ МЕТОДОМ ИЗБИРАНИЯ

При частотно-комбинационно-разделительном методе избирания каждый приказ передается определенной комбинацией многочастотных посылок, передаваемых параллельно по отдельным проводным линиям или

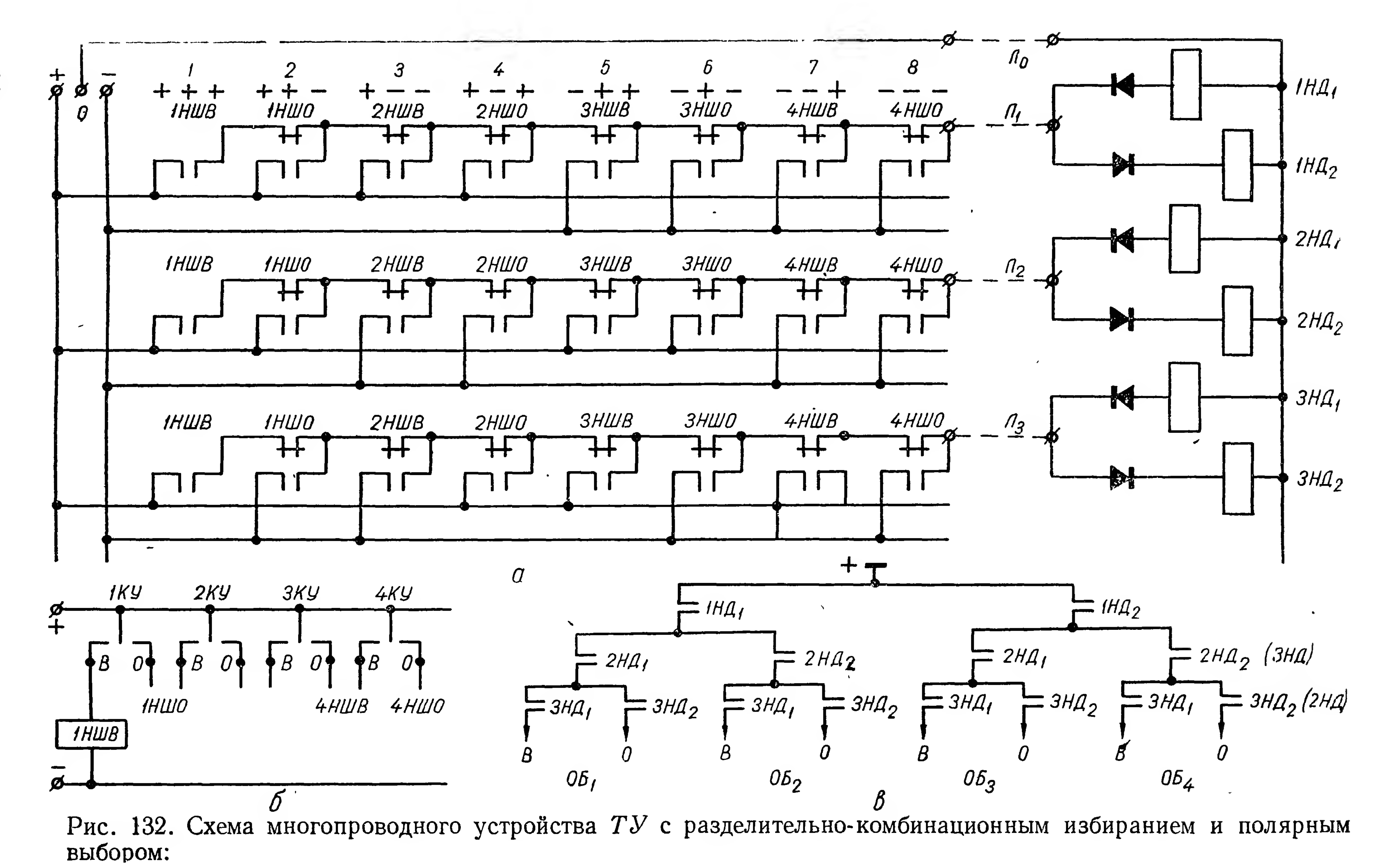


Рис. 132. Схема многопроводного устройства *ТУ* с разделительно-комбинационным избиранием и полярным выбором:

каналам связи и образующих разделительно-частотные коды, называемые — параллельнопосылочными.

При $K = 1$ количество приказов

$$M = (C_{n_ч}^{m_ч})^{N_{к.с}},$$

где $N_{к.с}$ — количество параллельных каналов связи или проводных линий.

Преимущество частотно-комбинационно-разделительного метода избирания перед частотно-комбинационно-распределительным заключается в более высоком быстродействии при более простых схемах шифраторов и дешифраторов.

Разделительно-частотный код подобен частотно-временному коду с передачей посылок по отдельным каналам связи. Однако даже при использовании кода на все сочетания для его образования и фиксации распределители не нужны. Кроме того, время передачи кодовой комбинации разделительно-частотного кода в $n_в$ раз меньше, чем частотно-временного кода.

Так как однотипные помехи могут возникать одновременно на всех каналах связи, то для повышения помехоустойчивости в разделительно-частотно-комбинационных системах *ТУ* могут применяться разделительно-частотные коды, подобные сменнопосылочным. При этом получаем следующие выражения для количества комбинаций:

1) для разделительно-частотного кода на все сочетания

$$M = (C_{n_ч}^{m_ч})^{N_{к.с}};$$

2) для разделительно-частотного кода типа полного сменнопосылочного

$$M = C_{n_ч}^{m_ч} (C_{n_ч}^{m_ч} - 1)^{N_{к.с}-1};$$

3) для разделительно-частотного кода типа полного сменнопосылочного на размещения

$$M = A_{C_{n_ч}^{m_ч}}^{N_{к.с}};$$

4) для разделительно-частотного кода типа неполного сменнопосылочного

$$M = C_{n_ч}^{m_ч} (C_{n_ч - m_ч}^{m_ч})^{N_{к.с}-1};$$

5) для разделительно-частотного кода типа неполного сменнопосылочного на размещения

$$M = C_{n_{\text{ч}}}^{m_{\text{ч}}} \cdot A_{C_{n_{\text{ч}}-m_{\text{ч}}}^{m_{\text{ч}}}}^{N_{\text{к. с}}-1}.$$

Применение разделительно-частотных кодов типа полного или неполного сменнопосылочных на сочетания не имеет смысла, так как помехоустойчивость их примерно такая же как и кодов на размещения, а схемы дешифраторов не упрощаются.

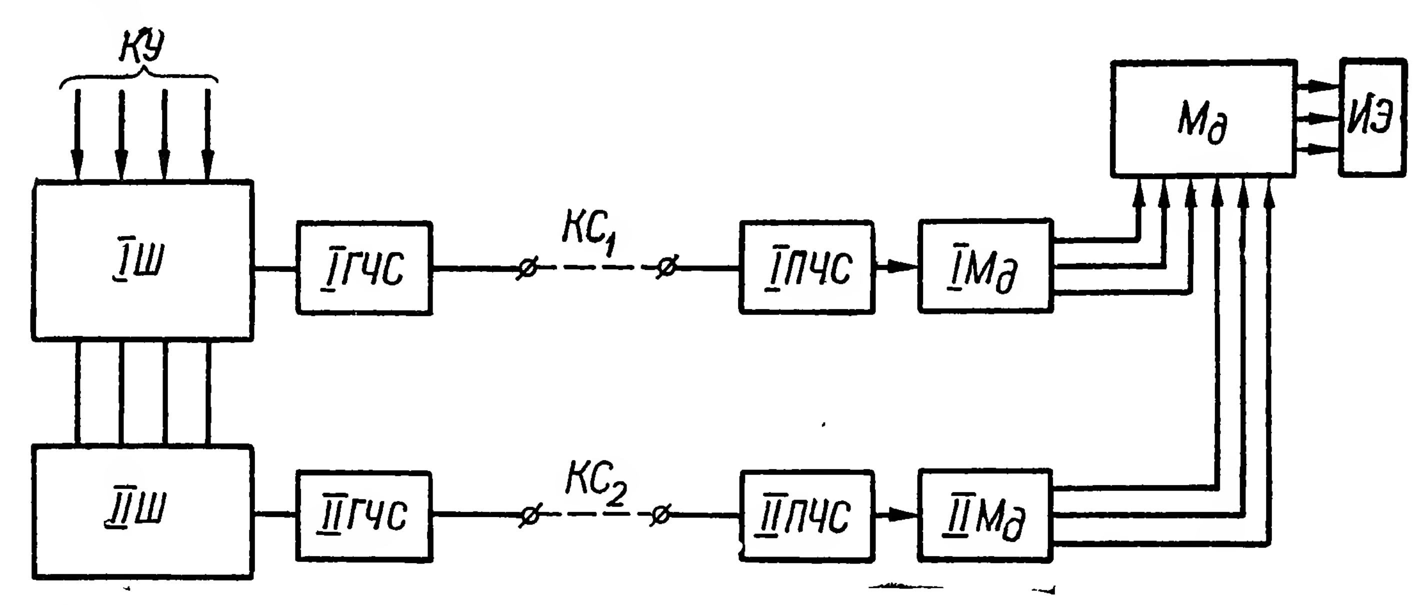


Рис. 133. Блок-схема разделительно-частотно-комбинационного устройства телеуправления при $N_{\text{к. с}} = 2$.

Схема разделительно-частотно-комбинационной системы телеуправления не зависит от типа применяемого разделительно-частотного кода.

Блок-схема разделительно-частотно-комбинационного устройства телеуправления при использовании двух каналов связи приведена на рис. 133. Ключи управления *КУ* воздействуют одновременно на шифраторы *IШ* и *IIШ*, а с выхода шифраторов воздействие передается на генераторы частотных сигналов *IГЧС* и *IIГЧС*. На приемной стороне частотные сигналы воспринимаются приемниками частотных сигналов *IПЧС* и *IIПЧС*, которые воздействуют на входы диодных матриц $IM_{\text{д}}$ и $IIM_{\text{д}}$ типа C_n^m. Выходы диодных матриц связаны с входами общей диодной матрицы $M_{\text{д}}$, на выходы которой включаются исполнительные элементы *ИЭ* объектов управления *ОБ*.

При одновременном поступлении сигналов с выходов матриц $IM_{\text{д}}$ и $IIM_{\text{д}}$ на вход матрицы $M_{\text{д}}$ соответствующий исполнительный элемент срабатывает и замыкает или размыкает цепи управления *ОБ*.

Следует отметить, что динамическую помехоустойчивость разделительно-частотно-комбинационной системы телеуправления можно также просто повысить как и в частотно-комбинационной системе, применив числовую защиту на входе «канальных» матриц и повторив сигнал путем его соответствующего удлинения.

Применение разделительно-частотно-комбинационных устройств перспективно при значительном количестве объектов управления и при высоких требованиях к быстродействию.

Применение разделительно-распределительных методов избирания усложняет схему, так как распределители должны устанавливаться по всем каналам связи. Кроме того, необходимо обеспечить синхронизацию и синфазирование всех распределителей.

Исключением является применение разделительно-распределительно-комбинационного метода избирания с использованием сменнокачественных кодов и частотных качеств. При использовании на отдельных каналах связи двухимпульсных сменнокачественных кодов на размещения или сочетания схемы устройств телеуправления по своей структуре подобны разделительно-частотно-комбинационным устройствам.

Число приказов для соответствующих разделительно-временных кодов при $n_{в} = 2$

$$M = (C_{к}^{2})^{N_{к.\,с}}$$

и

$$M = (A_{к}^{2})^{N_{к.\,с}},$$

что значительно меньше, чем для разделительно-частотных кодов.

§ 4. УСТРОЙСТВА ЦИРКУЛЯРНОГО ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

Как известно, каналы связи являются самой дорогой и недостаточно надежной частью устройств телеуправления. Поэтому уже сравнительно давно (1927—1930 гг.) начали применять устройства циркулярного телеуправления (ЦТ) с передачей сигналов по распределительной сети низкого и высокого напряжения. В ряде стран Западной Европы (Франция, Швейцария, ФРГ, Австрия и Англия), а также в США устройства *ЦТ* применяются

для телеуправления энергетическими объектами коммунального хозяйства, промышленности и быта.

В устройствах *ЦТ* осуществляется одностороннее управление большим количеством объектов управления, рассредоточенных на значительной территории и подключенных к общей сети, по которой передаются управляющие команды. Объектами управления являются: светильники уличного освещения, дорожные сигналы, освещение витрин и реклам, двух- и трехтарифные счетчики электрической энергии (в часы пик стоимость электрической энергии повышается), сетевые выключатели, конденсаторы, вызывные устройства при авариях и устройства тревожной сигнализации. Кроме того, при помощи устройств *ЦТ* в часы пик отключаются крупные коммунальные потребители электрической энергии (нагреватели воды, крупные стиральные машины, отопительные и насосные установки).

Сигналы устройств *ЦТ* передаются по распределительной сети при помощи частотных импульсов с частотой заполнения от 175 до 3000 *гц*. При повышении частоты заполнения импульсов увеличивается затухание в линии и трансформаторах, а при низких частотах потребная мощность управления значительно увеличивается, так как уменьшается отношение частоты сигнала к частоте сети. Однако при низких частотах затухание незначительно и, следовательно, радиус действия больше.

Рабочие частоты выбираются с учетом возможных влияний гармоник напряжения промышленной частоты (150, 250, 350, 450,..., 1350 *гц* и выше) и располагаются в промежутках между ними.

Источниками частотных импульсов управления, как правило, являются машинные генераторы, мощность которых составляет от 0,1 до 0,8% и более от мощности сети. На более высоких частотах применяются ламповые генераторы большой мощности. Так как коэффициент использования мощности импульсов управления чрезвычайно мал, то в установках *ЦТ* применяются чувствительные приемники. Поскольку одновременно приемники должны иметь и высокую помехоустойчивость, то наиболее широко применяются приемники с электромеханическими резонансными системами (вибраторами). Помехоустойчивость системы можно также повысить замедлением приемных устройств, вследствие чего время передачи сигналов управления находится в пределах от 10 *сек* до нескольких минут.

За рубежом наиболее широко применяются двухприказные устройства *ЦТ*, которые передают приказы типа «включить» и «отключить» большому количеству однородных объектов, например двухтарифным счетчикам электрической энергии. Имеется два основных варианта выполнения таких устройств с использованием частотного и распределительного методов избирания. В первом случае приказы передаются на двух различных частотах в виде одного импульса, а во втором — на одной частоте двумя импульсами с различной величиной паузы между ними (временной качественный признак).

Двухчастотный приемник с язычковыми вибраторами и термореле. Принципиальная схема приемника и вид сигналов управления приведены на рис. 134. В исходном состоянии приемника (рис. 134, *а*) контакты язычковых вибраторов $ЯВ_1$ и $ЯВ_2$ шунтируют термоэлементы $ТЭ_1$ и $ТЭ_2$, и контакты термореле *ТР* в цепи объекта управления разомкнуты.

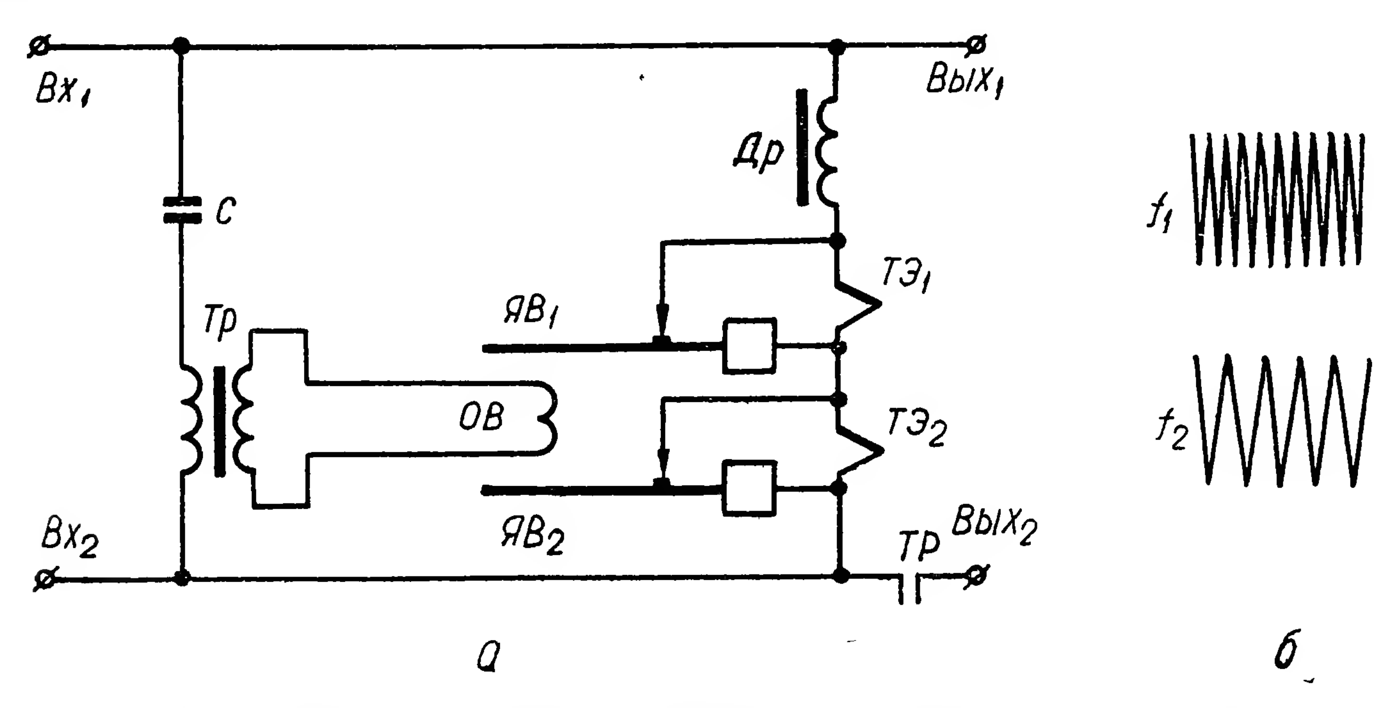


Рис. 134. Двухчастотный приемник с язычковыми вибраторами и термореле:

а — принципиальная схема; *б* — сигналы управления.

Сигнал управления (рис. 134, *б*) одной частоты, например f_1 проходит по обмотке возбуждения *ОВ* и вызывает вибрацию $ЯВ_1$, вследствие чего его контакты будут периодически размыкаться, при этом термоэлемент $ТЭ_1$ начнет нагреваться и через определенное время (до 1 *мин*) термореле сработает и замкнет свой контакт *ТР* в цепи объекта управления. Этот контакт разомкнется при передаче импульса той частоты, на которую настроен вибратор $ЯВ_2$, например f_2 и нагреве термоэлемента $ТЭ_2$.

Для ограничения тока через термоэлемент включается дроссель *Др*.

Конденсатор *С* выбирают такой величины, чтобы последовательный резонансный контур, образуемый с индуктивностью обмотки трансформатора *Тр*, был настроен на среднюю частоту управляющих импульсов. Этим значительно уменьшается величина тока промышленной частоты, проходящего по обмотке трансформатора, и несколько увеличивается помехозащищенность приемника.

Приемник двухимпульсных сигналов с язычковым вибратором, термореле и синхронным двигателем. Принципиальная схема приемника и вид сигналов управления приведены на рис. 135.

В приемнике (рис. 135, *а*) чувствительным элементом, настроенным на частоту сигнала, является язычковый вибратор *ЯВ*, который с помощью термореле запускает небольшой синхронный двигатель *СД*, включающий набор контактов. В зависимости от длительности интервала между импульсами управления замыкается цепь термоэлемента $ТЭ_2$ или $ТЭ_3$, что приводит к замыканию или размыканию контактов термореле *ТР* в цепи объекта управления. При малом интервале между импульсами управления нагревается термоэлемент $ТЭ_2$ и контакты *ТР* замыкаются, а при большом — нагревается термоэлемент $ТЭ_3$ и контакты *ТР* размыкаются.

При поступлении первого импульса (рис 135, *б*) язычок *ЯВ* начинает вибрировать и через термоэлемент $ТЭ_1$ будут проходить импульсы тока. По истечении некоторого времени контактная пластинка термореле *ПТ* переместится вверх и контакт *3* замкнется с контактом *4'* цепи синхронного двигателя *СД*. Вращаясь, двигатель повернет профильную шайбу *ПШ* против часовой стрелки, контакты *3* и *4'* разомкнутся и двигатель *СД* остановится. Через время $t_и$ сигнал управления прекратится и пластинка *ПТ* возвратится в нормальное положение. При этом контакт *3* замкнется контактом *4"*, который вследствие поворота шайбы *ПШ* займет верхнее положение. Двигатель снова начнет вращаться и шайба *ПШ* будет дальше поворачиваться против часовой стрелки.

Через время t_1 после повторного пуска двигателя шайба *ПШ*, поворачиваясь, замкнет пальцем *5* контакты *6*, и если в этот момент будет подан импульс управления, то двигатель остановится, так как контактная пластинка *3*

переместится снова вверх до упора *2* и разомкнется с контактом 4″. При этом термоэлемент *ТЭ*₂ подключится к цепи и останется в таком положении, пока длится сигнал управ-

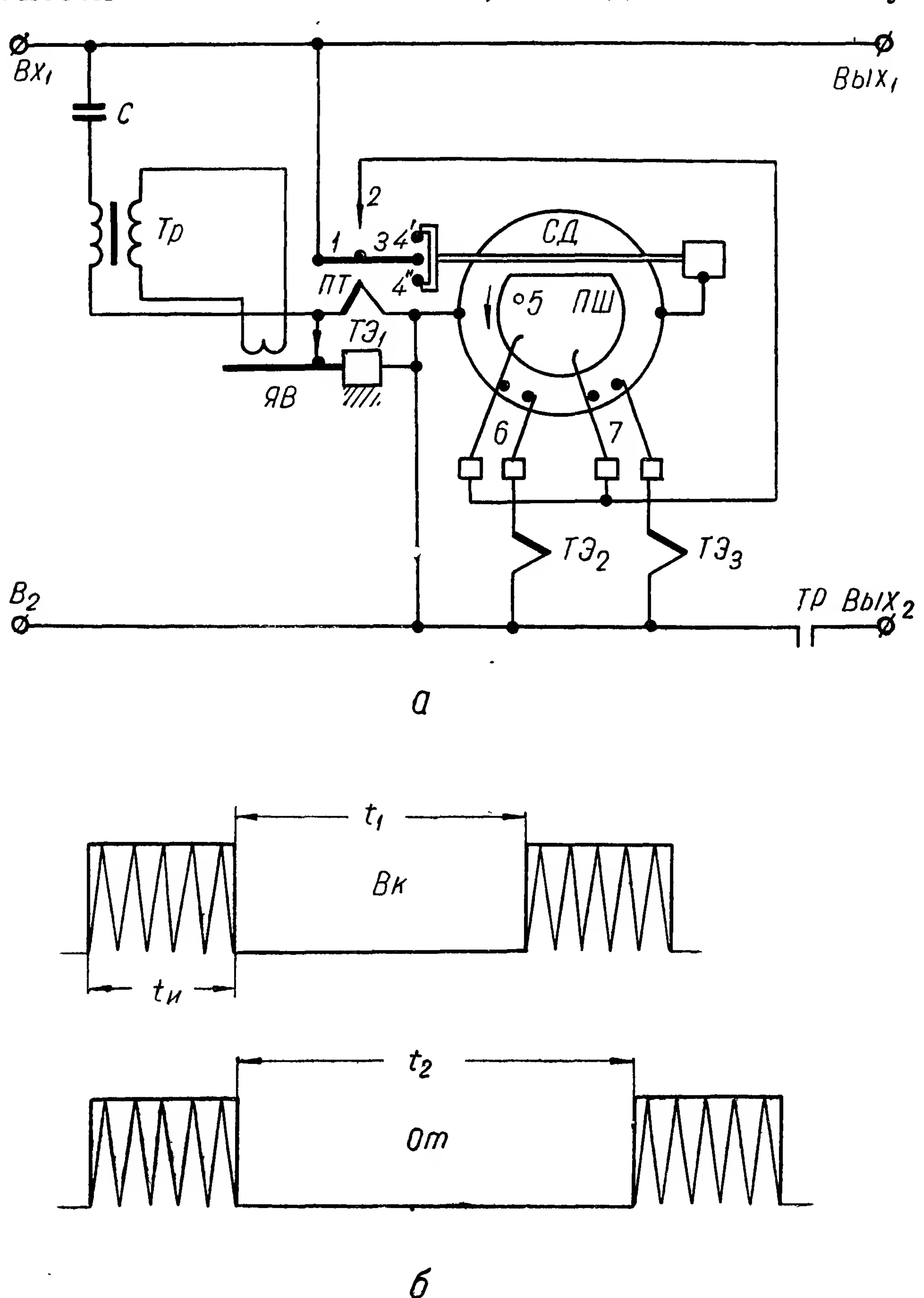


Рис. 135. Приемник двухимпульсных сигналов с язычковым вибратором, термореле и синхронным двигателем: *а* — принципиальная схема; *б* — сигналы управления.

ления. Через несколько секунд замкнутся контакты термореле *ТР* в цепи объекта управления.

Когда сигнал управления прекратится, контакт *3* замкнется с контактом *4″* и двигатель будет вращаться, пока не вернется снова в свое нормальное положение.

Объект отключается при поступлении управляющих импульсов с большим интервалом t_2, что приводит к замыканию контактов *7*, нагреву термоэлемента $ТЭ_3$ и размыканию контактов *ТР*.

Для образования значительного количества приказов используются многочастотные устройства с передачей каждого приказа на своей частоте. Широко распространены распределительные устройства с выбором по наличию или отсутствию импульса в серии или по длительности импульсов [24].

В СССР устройства *ЦТ* разрабатываются в Институте электродинамики АН УССР, где предложен и реализован оригинальный способ образования частотных импульсов управления в силовой сети [53]. Генерация тональных импульсов осуществляется периодической модуляцией напряжения сети управляемой нагрузкой. При подключении нагрузки напряжение в сети снижается, а при отключении — повышается. Если производится подключение нагрузки с определенной частотой f, то, кроме напряжения промышленной частоты и высших гармоник, в сети возникает напряжение с частотой f, которое можно использовать для образования сигналов управления. Изменение частоты сигнала осуществляется вариацией частоты подключения нагрузки.

В выполненной опытной установке в качестве управляемой нагрузки использованы мощные тиратроны, собранные по схеме ионного триггера. Основным избирательным элементом приемника является бесконтактный вибратор.

ПРИЛОЖЕНИЕ I

ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ РЕЛЕЙНЫХ СХЕМ

1. Основные понятия и определения

При проектировании и исследовании релейных схем решаются две основные задачи:

1) синтез схем — нахождение структуры схем по заданным условиям ее работы;

2) анализ схем — определение условий работы схемы или отдельных ее елементов по имеющейся структуре схемы. В результате анализа схема может быть упрощена.

Для анализа и синтеза релейных схем используется математический аппарат булевой алгебры или алгебры логики [10]. В алгебре релейных цепей используется три основных операции алгебры логики.

1. Логическое сложение (дизъюнкция, объединение), соответствует логической связке *ИЛИ* (в неразделительном смысле). Функция $a + b$ (обозначается также $a \vee b$) истинна тогда, когда истинно хотя бы одно из слагаемых.

2. Логическое умножение (конъюнкция, пересечение), соответствует логической связке *И*. Функция $a \cdot b$ (обозначается также $a \wedge b$) истинна только тогда, когда истинны оба сомножителя.

3. Инверсия, соответствует логическому отрицанию *НЕ*. Функция $\bar{a}$ истинна, когда a ложно, и ложна, когда a истинно.

Важно отметить, что алгебра релейных цепей является не алгеброй чисел, а алгеброй состояний, оперирующей только с двоичными переменными, которые могут принимать всего два значения, два конечных состояния. Следовательно, переходные состояния схемы, возникающие в процессе переключения контактов, не учитываются.

Релейные цепи могут образовываться контактами реле или бесконтактными элементами. Логическому сложению соответствует параллельное включение релейных элементов, а логическому умножению — их последовательное включение.

2. Аналитическая запись структуры однотактных релейно-контактных схем

Структура релейно-контактной схемы изображается графически в виде вертикальных или горизонтальных линий, в разрыве которых поставлены буквы, обозначающие реагирующие органы (обмотки реле) и их выходные цепи (контакты). Причем обмотки реле обозначаются

большими буквами, а их контакты — малыми. Нормально закрытые контакты н. з. в отличие от нормально открытых н. о. обозначаются чертой над буквой $\bar{a}$ (знак инверсии), что указывает на их противоположное состояние по отношению к нормально открытым контактам.

Последовательное соединение элементов обозначается знаком умножения, что соответствует логической связке *И*, а параллельное соединение элементов — знаком сложения, что соответствует логической связке *ИЛИ*.

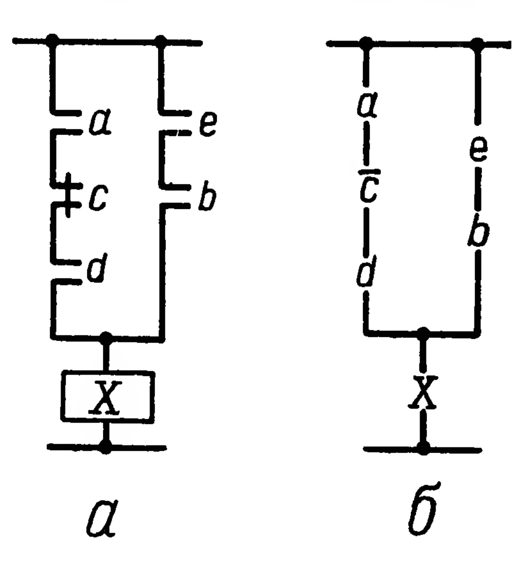


Рис. П1. Графические изображения релейно-контактной схемы:

а — согласно ГОСТ 7624—62; *б* — согласно теории релейных устройств.

На рис. П1 приведено изображение релейно-контактной схемы согласно ГОСТ 7624—62 (рис. П1, *а*) и согласно теории релейных устройств (рис. П1, *б*).

Схема (рис. П1), записывается в виде структурной формулы

$$F_{(x)} = a\bar{c}d + eb, \qquad \text{(П-1)}$$

называемой структурной формулой релейно-контактной схемы. Правая часть этой структурной формулы выражает контактную схему (контактный двухполюсник), которая образуется контактами реле *А*, *Б*, *С*, *Д* и *Е*. Индекс x при функции F указывает, что рассматриваемый контактный двухполюсник воздействует на один реагирующий орган (обмотку реле X).

По структурной формуле (П-1) можно выразить словесно условия работы реагирующего органа. Реле X срабатывает, если сработают реле E и реле B, или сработают реле A и реле *Д* и не сработает реле C. Наличие связки *И* в словесном выражении условий срабатывания указывает на последовательное соединение контактов, а наличие связки *ИЛИ* — на параллельное. Если в схеме имеется несколько обмоток реле, которые включаются общими контактами (рис. П2), то в общей структурной формуле обозначения обмоток умножаются на соответствующие символы контактов

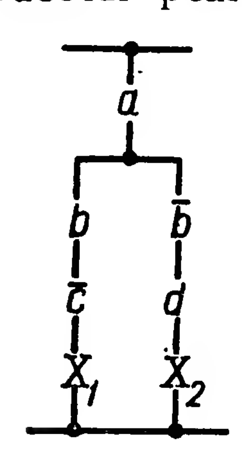


Рис. П2. Релейная схема с двумя реле.

$$F = a(b\bar{c}X_1 + \bar{b}dX_2). \qquad \text{(П-2)}$$

Реле X_1 и X_2 сработают только при срабатывании реле A. Кроме того, для срабатывания реле X_1 необходимо, чтобы сработало реле B и не сработало реле C, а для срабатывания реле X_2 необходимо, чтобы не сработало реле B и сработало реле *Д*.

3. Понятие о нуле и единице

Алгебра релейных цепей является не алгеброй чисел, а алгеброй состояний, причем этих состояний может быть всего два. Это положение записывается следующим образом:

$$x = 0, \text{ если } x \neq 1 \text{ и}$$
$$x = 1, \text{ если } x \neq 0.$$

Цифры 0 и 1 не выражают количественных соотношений, а представляют собой два различных состояния релейной схемы. Обычно замкнутое состояние обозначается единицей, а разомкнутое — нулем.

В соответствии с определениями алгебры логики цифра 1 есть инверсия цифры 0, а 0 — инверсия 1:

$$\bar{1} = 0 \text{ и } \bar{0} = 1.$$

Логические операции над цифрами 0 и 1 выполняются в соответствии со следующими постулатами:

$$\begin{aligned} &1)\ 0 \cdot 0 = 0; \\ &2)\ 1 + 1 = 1; \\ &3)\ 1 \cdot 1 = 1; \\ &4)\ 0 + 0 = 0; \\ &5)\ 1 \cdot 0 = 0; \\ &6)\ 1 + 0 = 1. \end{aligned} \qquad (\text{П-3})$$

Приведенные соотношения совпадают с соответствующими постулатами арифметики, за исключением постулата 2. Это исключение объясняется тем, что в алгебре релейных цепей знак + обозначает параллельное соединение релейных элементов. Следовательно, если два релейных элемента находятся в замкнутом состоянии, то их параллельное включение будет соответствовать замкнутому состоянию цепи. При увеличении количества релейных элементов результат не изменится. В соответствии с правилами обычной алгебры, совпадающими в этой части с правилами алгебры релейных цепей, получаются следующие выражения:

$$\begin{aligned} &x + 0 = x; \\ &x \cdot 1 = x; \\ &x \cdot 0 = 0. \end{aligned} \qquad (\text{П-4})$$

Однако в соответствии с правилами алгебры релейных цепей

$$x + 1 = 1, \qquad (\text{П-5})$$

так как параллельное соединение любого элемента с замкнутой цепью не изменяет ее состояния.

Очевидны также следующие выражения для окончательных состояний релейных элементов:

$$\begin{aligned} &x\bar{x} = 0; \\ &x + \bar{x} = 1. \end{aligned} \qquad (\text{П-6})$$

4. Основные законы алгебры релейных цепей

Законы алгебры релейных цепей устанавливают равносильность различных выражений, т. е. рассматривают выражения, которые можно взаимно заменять подобно замене для тождеств в обычной алгебре. В качестве символа равносильности обычно принимается символ, одинаковый с символом равенства в обычной алгебре (=).

Отметим, что в алгебре релейных устройств нет ни степеней, ни коэффициентов. Это положение записывается следующим образом:

$$x \cdot x, \ldots, x = x; \qquad (\text{П-7})$$
$$x + x + \ldots + x = x. \qquad (\text{П-8})$$

Следовательно, последовательное или параллельное соединение одинаковых элементов эквивалентно одному такому элементу.

Для алгебры релейных цепей справедливы переместительные, сочетательные и распределительные законы, как и в обычной алгебре.

1. Переместительные законы

относительно сложения

$$x + y = y + x; \qquad (П\text{-}9)$$

относительно умножения

$$xy = yx. \qquad (П\text{-}10)$$

2. Сочетательные законы

относительно сложения

$$(x + y) + z = x + (y + z); \qquad (П\text{-}11)$$

относительно умножения

$$(xy)z = x(yz) \qquad (П\text{-}12)$$

3. Распределительный закон

умножения относительно сложения

$$(x + y)z = xz + yz. \qquad (П\text{-}13)$$

На основании этих законов, совпадающих с законами обычной алгебры, при преобразовании структурных выражений релейных цепей допускаются все правила вынесения за скобки и раскрытия скобок, применяемых в обычной алгебре.

Кроме перечисленных законов, алгебра релейных цепей имеет свои специфические законы, несовпадающие с законами обычной алгебры. Это отличие объясняется тем, что в алгебре релейных цепей оперируют с величинами, которые могут иметь всего два значения, в то время, как обычная алгебра оперирует с величинами, имеющими любое значение.

Специфическими законами алгебры релейных цепей являются *распределительный закон сложения относительно умножения и законы инверсии*. Распределительный закон сложения относительно умножения является обратным по отношению к распределительному закону умножения относительно сложения (П-13) и получается из него заменой всех знаков на обратные (знак умножения на знак суммирования и наоборот)

$$xy + z = (x + z)(y + z). \qquad (П\text{-}14)$$

Схема в контактном исполнении, соответствующая выражению (П-14), приведена на рис. П3, *а*. В обеих схемах замкнутая цепь образуется при замыкании z или x и y.

Закон инверсии относительно сложения имеет следующий вид:

$$\overline{x + y} = \bar{x}\bar{y}, \qquad (П\text{-}15)$$

относительно умножения

$$\overline{xy} = \bar{x} + \bar{y}. \qquad (П\text{-}16)$$

Соответствующие структурные схемы в контактном исполнении приведены на рис. П3 *б*, *в*. Схема (рис. П3, *б*) соответствует выражению $x + y$, а правая $x \cdot y$. Эти схемы противоположны одна другой по действию.

При отключенном состоянии элементов X и Y цепь в левой схеме будет разомкнута, в то время, как в правой замкнута. При срабатывании любого из элементов цепь в левой схеме замыкается, а в правой — размыкается. Аналогично получается и для схем, приведенных на рис. П3, *в*. Цепь левой схемы при срабатывании элементов X и Y замыкается, а цепь правой схемы при этом размыкается.

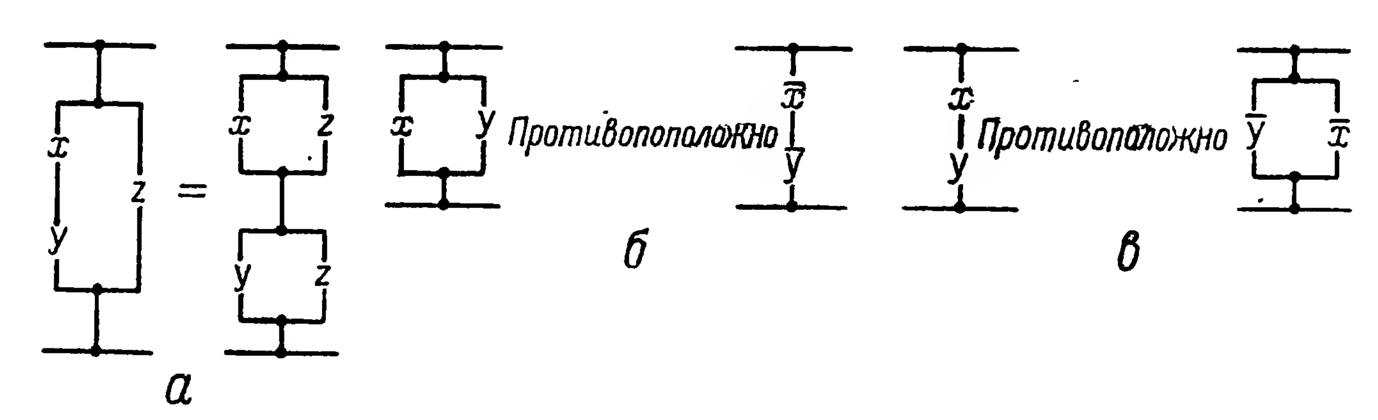


Рис. П3. Структурные схемы:
а, б, в — соответствующие выражениям (П-14), (П-15), (П-16).

Рассмотренные законы действительны не только для одиночных элементов, но также когда под символами x, y и z подразумеваются группы контактов или части структурных схем, соединенные по отношению друг к другу параллельно или последовательно.

Необходимо отметить, что двойное отрицание какой-либо функции дает всегда подинверсное выражение

$$\overline{\overline{x}} = x. \qquad \text{(П-17)}$$

5. Условия срабатывания и несрабатывания

Под условием срабатывания или несрабатывания понимаются условия, при которых воздействующие на исполнительные устройства контактные цепи должны быть соответственно замкнуты или разомкнуты. Если для какого-либо элемента схемы необходимо написать в виде структурной формулы условия несрабатывания, то следует написать в виде структурной формулы условия срабатывания, а затем взять инверсию этого выражения.

Пример 1. Составить условия несрабатывания элемента x, если он срабатывает при срабатывании элемента A или B, или C.

Составляем структурную формулу условий срабатывания

$$f_{(x)} = a + b + c.$$

Затем возьмем инверсию этого выражения

$$\overline{f_{(x)}} = \overline{a + b + c} = \overline{a + (b + c)} = \overline{a + p},$$

где $p = b + c$.

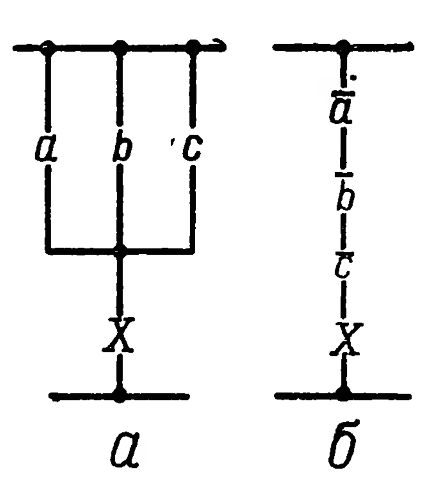


Рис. П4. Структурные схемы, соответствующие условиям срабатывания и несрабатывания элемента x:
а — срабатывания, *б* — несрабатывания.

На основании закона инверсии относительно сложения (П-15)

$$\bar{f}(x) = \overline{a + p} = \bar{a}\bar{p} = \bar{a}\,(\overline{b + c}) = \bar{a}\bar{b}\bar{c}.$$

Схемы, соответствующие условиям срабатывания и несрабатывания элемента X, приведены на рис. П4.

6. Инверсные схемы

Если производить инверсирование структур релейных схем вместе с исполнительными элементами, то общее действие схемы не изменится. Это является следствием того, что одновременно с изменением на противоположное действие контактных цепей меняется также на противоположное и их воздействие на исполнительные элементы.

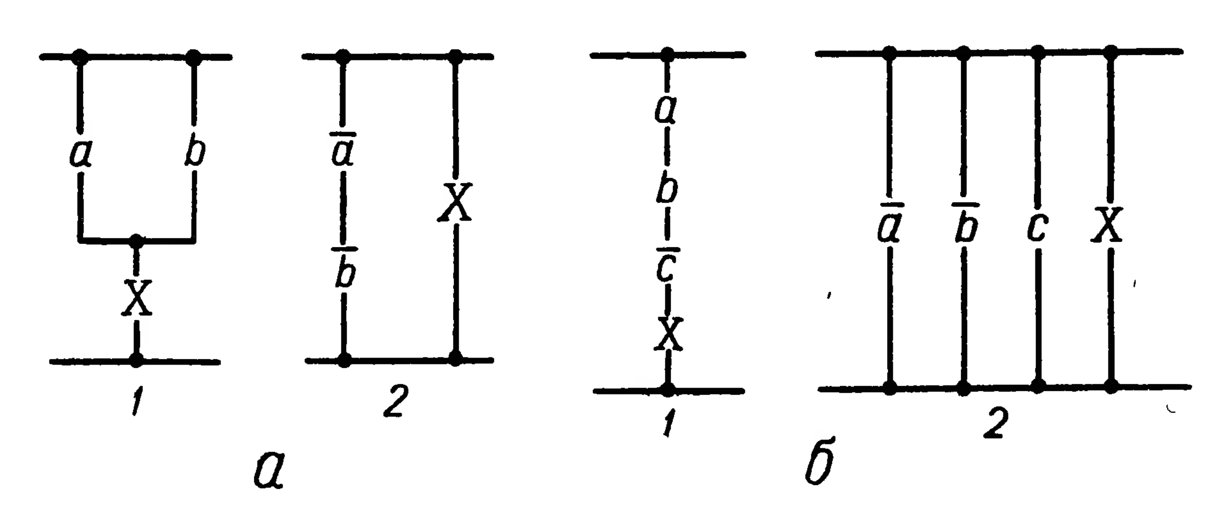


Рис. П5. Инверсные схемы:

а — к примеру 1; *б* — к примеру 2 (*1* — с последовательным включением контактов; *2* — с параллельным включением контактов).

Знак инверсии над символом реагирующего элемента не имеет схемного значения и обычно опускается.

Пример 2. Дана структурная формула схемы

$$F_1 = (a + b)\,X.$$

Найти схему инверсную по отношению к данной схеме.

Возьмем инверсию заданной формулы:

$$F_2 = \bar{F}_1 = \overline{(a + b)\,X} = \bar{a} \cdot \bar{b} + X.$$

Схемы, соответствующие заданной (F_1) и полученной (F_2) формулам, приведены на рис. П5, *а*. Как ясно из схем, условия работы элемента X не изменились.

Пример 3. Найти схему инверсную к схеме, приведенной на рис. П5, *б* с последовательным включением контактов.

Напишем структурную формулу схемы и возьмем ее инверсию

$$F_1 = ab\bar{c}X,$$

$$F_2 = \bar{F}_1 = \overline{ab\bar{c}X} = \bar{a} + \bar{b} + \bar{\bar{c}} + X = \bar{a} + \bar{b} + c + X.$$

Соответствующая схема с параллельным включением контактов приведена на рис. П5, *б*. Действие этой схемы эквивалентно схеме с последовательным включением контактов.

7. Некоторые дополнительные равносильности преобразования релейных схем

На основании основных представлений алгебры релейных цепей можно получить новые равносильности преобразования релейных цепей.

Рассмотрим эти равносильности применительно к релейно-контактным цепям:

1)
$$x + xy = x(1 + y) = x, \tag{П-18}$$

так как $1 + y = 1$ (П-5);

2)
$$x(x + y) = x, \tag{П-19}$$

так как $x(x + y) = xx + xy = x + xy = x(1 + y) = x$.

Следовательно, в данном случае контакт x внутри скобок можно принять равным единице;

3)
$$x(\bar{x} + y) = xy, \tag{П-20}$$

так как $x(\bar{x} + y) = x\bar{x} + xy = xy$.

Контакт $\bar{x}$ внутри скобок в данном случае можно принять равным нулю;

4)
$$x + \bar{x}y = x + y. \tag{П-21}$$

Это выражение получается в соответствии с распределительным законом сложения относительно умножения (П-14). Следовательно,

$$x + \bar{x}y = (x + \bar{x})(x + y) = x + y,$$

так как $x + \bar{x} = 1$ (П-6).

Таким образом, в этом случае контакт $\bar{x}$ во втором члене структурной формулы равен единице, так как

$$x + \bar{x}y = x + 1 \cdot y = x + y;$$

5) в общем случае, если замыкающий или размыкающий контакт какого-либо элемента соединен последовательно с некоторой контактной схемой, то в данной схеме все одноименные контакты этого элемента могут быть закорочены (приравнены единице), а все его инверсные контакты—удалены (приравнены нулю). Это правило записывается следующим образом:

$$x \cdot f(x, \bar{x}, y, z, \ldots, w) = x \cdot f(1, 0, y, z, \ldots, w)$$

и

$$\bar{x} \cdot f(x, \bar{x}, y, z, \ldots, w) = \bar{x} \cdot f(0, 1, y, z, \ldots w); \tag{П-22}$$

6) если замыкающий или размыкающий контакт какого-либо элемента включен параллельно некоторой контактной схеме, то в данной схеме все одноименные контакты этого элемента могут быть удалены

(приравнены нулю), а все его инверсные контакты — закорочены (приравнены единице). Это правило записывается следующим образом:

$$x + f(x, \bar{x}, y, z, \ldots, w) = x + f(0, 1, y, z, \ldots w)$$

и

$$\bar{x} + f(x, \bar{x}, y, z, \ldots, w) = \bar{x} + f(1, 0, y, z, \ldots w). \quad \text{(П-23)}$$

Приведенные равносильности и основные правила алгебры релейных цепей используются для преобразования релейных схем, а также их анализа и синтеза.

8. Преобразование релейных схем

Преобразование релейных схем осуществляется для их упрощения и минимизации числа элементов. Рассмотрим несколько примеров преобразования релейных схем применительно к контактным элементам.

Пример 4. Требуется преобразовать для упрощения схему, приведенную на рис. П6, *а*.

Структурная формула схемы (рис. П6, *а*) имеет следующий вид:

$$F = (a + b + \bar{c})(a\bar{b} + \bar{a}c).$$

Раскроем скобки

$$F = aa\bar{b} + ab\bar{b} + a\bar{b}\bar{c} + a\bar{a}c + \bar{a}bc + \bar{a}c\bar{c}.$$

Так как $aa\bar{b} = a\bar{b}$; $ab\bar{b} = 0$; $a\bar{a}c = 0$; $\bar{a}c\bar{c} = 0$, то

$$F = a\bar{b} + a\bar{b}\bar{c} + \bar{a}bc = a\bar{b}(1 + \bar{c}) + \bar{a}bc.$$

Поскольку $1 + \bar{c} = 1$, то

$$F = a\bar{b} + \bar{a}bc.$$

Соответствующая упрощенная схема приведена на рис. П6, *б*.

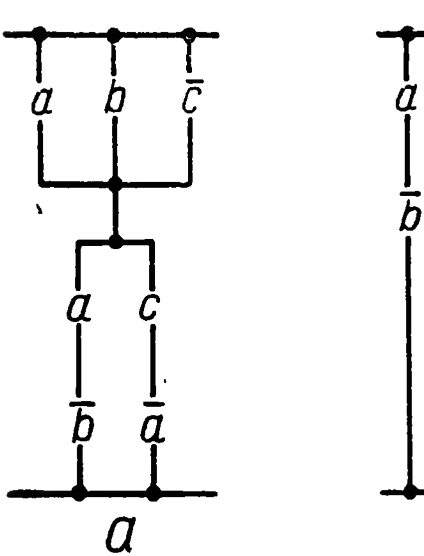


Рис. П6. Преобразование релейных схем:

а — до преобразования; *б* — после преобразования.

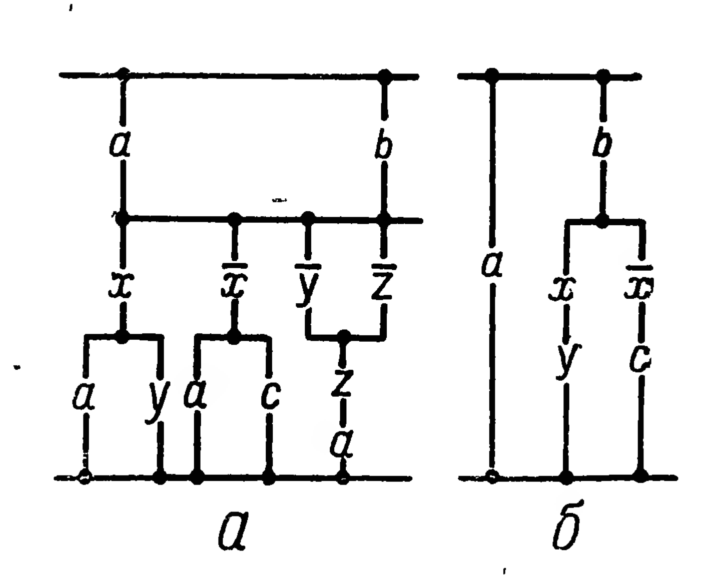


Рис. П7. Преобразование релейных схем:

а — до преобразования; *б* — после преобразования.

Пример 5. Преобразовать схему, изображенную на рис. П7, *а*.

Структурная формула схемы

$$F = (a + b)[x(a + y) + \bar{x}(a + c) + (\bar{y} + \bar{z})za]$$

или

$$F = a[x(a+y) + \bar{x}(a+c) + (\bar{y}+\bar{z})za] + \\ + b[x(a+y) + \bar{x}(a+c) + (\bar{y}+\bar{z})za].$$

На основании равносильностей (П-22)

$$F = a[x(1+y) + \bar{x}(1+c) + (\bar{y}+\bar{z})z] + \\ + b[x(a+y) + \bar{x}(a+c) + (\bar{y}+\bar{z})za].$$

Так как $1+y=1$ и $1+c=1$, то

$$F = a[x + \bar{x} + \bar{y}z + z\bar{z}] + b[x(a+y) + \bar{x}(a+c) + (\bar{y}+\bar{z})za].$$

Поскольку $x+\bar{x}=1$, $z\bar{z}=0$, $\bar{y}z+1=1$, то

$$F = a + b[x(a+y) + \bar{x}(a+c) + (\bar{y}+\bar{z})za].$$

На основании равносильности (П-23)

$$F = a + b[x(0+y) + \bar{x}(0+c) + (\bar{y}+\bar{z})z \cdot 0].$$

Так как $0+y=y$; $0+c=c$ и $(\bar{y}+\bar{z})z \cdot 0 = 0$, то

$$F = a + b(xy + \bar{x}c).$$

Соответствующая упрощенная схема приведена на рис. П7, *б*. Количество контактов в этой схеме в два раза меньше, чем в схеме рис. П7, *а*.

Пример 6. Преобразовать схему, приведенную на рис. П8, *а*. Структурная формула схемы

$$F = abc + ad\bar{c} + \bar{a}ec + \bar{a}q\bar{c}.$$

Количество элементов схемы можно сократить вынесением за скобки элементов a и $\bar{a}$ или c и $\bar{c}$. Вынесем за скобки a и $\bar{a}$

$$F = a(bc + \bar{c}d) + \bar{a}(ec + q\bar{c}),$$

тогда схема будет иметь вид, приведенный на рис. П8, *б*.

Если вынесем за скобки элементы c и $\bar{c}$, то

$$F = c(ab + \bar{a}e) + \bar{c}(ad + \bar{a}q)$$

и схема будет иметь вид, показанный на рис. П8, *в*.

Следовательно, вынесение за скобки элементов a и $\bar{a}$ соответствует

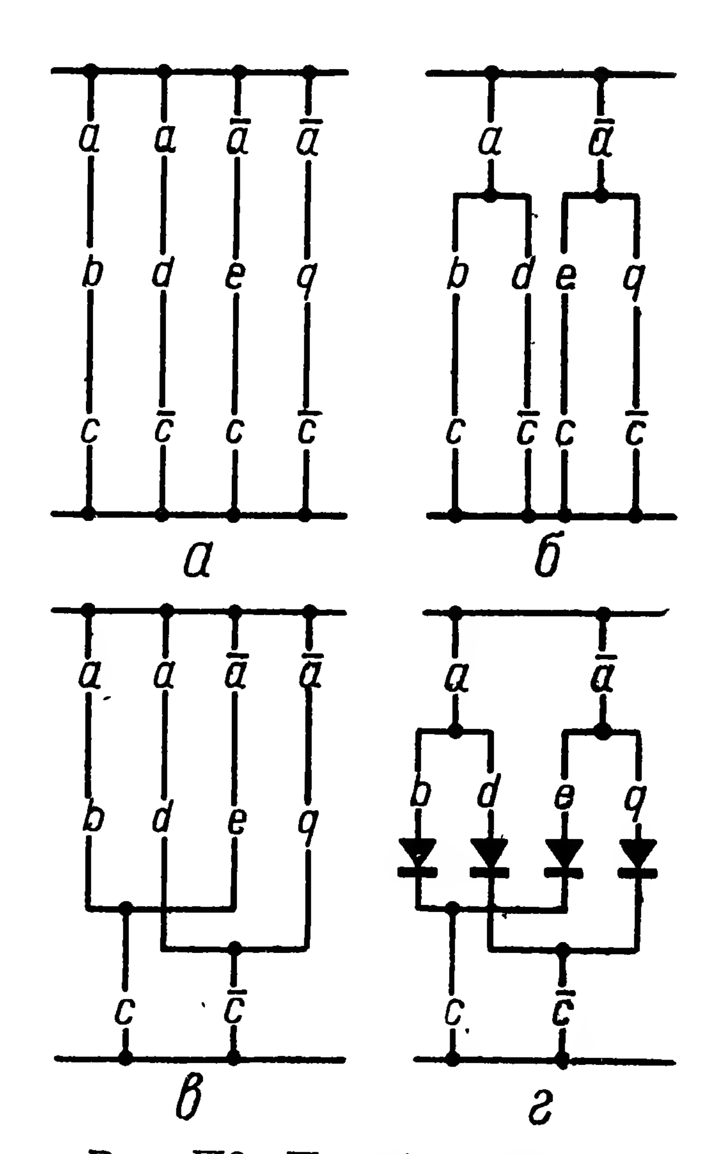


Рис. П8. Преобразование релейных схем:

а — до преобразования; *б* — при вынесении за скобки a и $\bar{a}$; *в* — при вынесении за скобки c и $\bar{c}$; *г* — при введении вентильных элементов.

объединению элементов схемы в направлении от начальной точки, а вынесение элементов c и $\bar{c}$ — от конечной. Аналитически больше никаких упрощений схемы (рис. П8, *а*) выполнить нельзя. Однако, если в схему ввести дополнительные диоды, то элементы схемы можно графически объединить с двух сторон (рис. П8, *г*). При этом количество контактов схемы получается минимальным.

9. Понятие о релейных функциях проводимости

В общем случае релейная функция образуется при помощи операций сложения, умножения и инверсии над двоичными переменными.

При анализе и синтезе релейных схем на бесконтактных элементах применяется понятие о релейных функциях проводимости. Рассмотрим релейный двухполюсник *РД*, приведенный на рис. П9. Предположим, что между полюсом a и землей приложен потенциал E_a и необходимо определить потенциал E_b между полюсом b и землей.

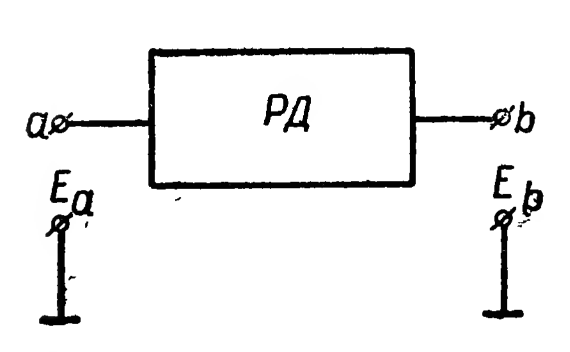


Рис. П9. Релейный двухполюсник.

Если релейный двухполюсник образует разомкнутую цепь, то

$$E_b = 0.$$

Если релейный двухполюсник образует замкнутую цепь, то

$$E_b = E_a.$$

Отношение

$$\frac{E_b}{E_a} = T \qquad (\text{П-24})$$

принято называть проводимостью. Эта величина в первом случае (когда цепь разомкнута) будет равна нулю, а во втором (когда цепь замкнута)— единице, что в точности соответствует принятому значению нуля и единицы. Следовательно, все операции над величинами, входящими в релейные функции проводимости, выполняются на основе законов алгебры релейных цепей.

В релейных схемах на бесконтактных элементах в каждой рассматриваемой точке при установившемся режиме напряжение (потенциал) может иметь лишь два различных значения — высокое и низкое. Поэтому в бесконтактных схемах входные и выходные переменные выражаются электрическими потенциалами относительно некоторого уровня и обозначаются символами E_1, E_2,..., E_n или E_a, E_b, E_c,..., E_k.

Высокое значение напряжения представляется единицей, а низкое — нулем. В другой терминологии сигнал либо присутствует, либо не присутствует (отсутствует). В этом случае наличие сигнала обозначается единицей, а отсутствие — нулем. Последняя терминология более удобна в телемеханике и поэтому преимущественно применяется при рассмотрении логических схем.

Для контактной схемы структурная формула выражает как условие работы схемы, так и ее структуру. Каждому буквенному символу соответствует определенный структурный элемент в схеме, а знаки математических операций, соединяющие символы в формуле, указывают взаимное соединение этих элементов в схеме. Поэтому по структурной формуле можно непосредственно начертить соответствующую схему.

Релейную функцию проводимости можно реализовать различными логическими звеньями с использованием всевозможных бесконтактных элементов.

При использовании контактных элементов переменные величины релейной функции проводимости рассматриваются как входные величины, воздействующие на обмотки реле A, B, C, ..., структурная формула включения контактов которых получается из релейной функции проводимости, заменой соответствующих символов E_1, E_2, E_3..., символами a, b, c, обозначающими контакты реле A, B, C, ...
Например, структурная формула релейной функции проводимости

$$T = E_1 + E_2$$

будет иметь следующий вид:

$$F = a + b,$$

где a и b контакты реле A и B, на обмотки которых воздействуют соответственно напряжения E_1 и E_2.

10. Анализ релейных схем

Анализ релейных схем производится для определения условий работы устройства и соответствия предъявляемым требованиям. Кроме того, при необходимости выясняются изменения в работе схемы при неисправности ее отдельных элементов. При анализе однотактной релейно-контактной схемы определяются условия работы каждого исполнительного элемента. Эта задача решается аналитически путем нахождения структурных формул контактных цепей, воздействующих на каждый отдельный исполнительный элемент схемы. При анализе схем вначале записывается общая структурная формула всей схемы, а затем путем раскрытия скобок и перегруппировки членов находятся цепи, воздействующие на каждый исполнительный элемент (обмотки реле).

Пример 7. Требуется определить условия работы реле X и Y в схеме, приведенной на рис. П10. Структурную формулу схемы можно представить в следующем виде:

$$F = (\bar{a} + b)\, c\, (d + e)\, X + (\bar{a} + b)\, dY.$$

Следовательно, для реле X структурная формула имеет вид

$$f(x) = (\bar{a} + b)\, c\, (d + e) = \bar{a}cd + bcd + \bar{a}ce + bce,$$

а для реле Y

$$f(y) = (\bar{a} + b)\, d = \bar{a}d + bd.$$

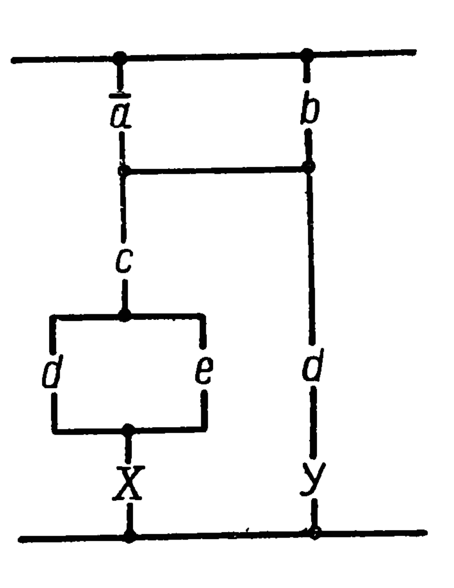


Рис. П10. Схема к примеру 7.

Условия работы реле X и Y записываются в соответствующих таблицах состояний

A	B	C	D	E	X
—	1	1	1	—	1
0	—	1	1	—	1
0	—	1	—	1	1
—	1	1	—	1	1

A	B	D	Y
—	1	1	1
0	—	1	1

Здесь 1 и 0 соответствуют сработанному и несработанному состоянию реле, а если состояние не имеет значения, то ставится знак —.

Условия срабатывания реле X и Y получаются из соответствующих выражений путем раскрытия скобок и приравнивая к единице каждого члена в отдельности.

Очевидно, что условий срабатывания будет столько, сколько членов в структурной формуле, связанных между собой знаком сложения.

Для реле X

$$\begin{matrix} \bar{a}cd = 1 \\ 1 \cdot 1 \cdot 1 = 1 \end{matrix} \quad \text{или} \quad \begin{matrix} \bar{a}ce = 1 \\ 1 \cdot 1 \cdot 1 = 1 \end{matrix} \quad \text{или} \quad \begin{matrix} bcd = 1 \\ 1 \cdot 1 \cdot 1 = 1 \end{matrix}$$

$$\text{или} \quad \begin{matrix} bce = 1 \\ 1 \cdot 1 \cdot 1 = 1. \end{matrix}$$

Очевидно, что $\bar{a} = 1$, когда реле A находится в несработанном состоянии (0).

Для реле

$$\begin{matrix} bd = 1 \\ 1 \cdot 1 = 1 \end{matrix} \quad \text{или} \quad \begin{matrix} \bar{a}d = 1 \\ 1 \cdot 1 = 1. \end{matrix}$$

Условия срабатывания реле X и Y можно также записать словесно. Реле X сработает, если не сработает реле A и сработают реле C и $Д$ или сработает реле E и т. д. Реле Y сработает, если сработают реле $Д$ и B или не сработает реле A и сработает реле $Д$.

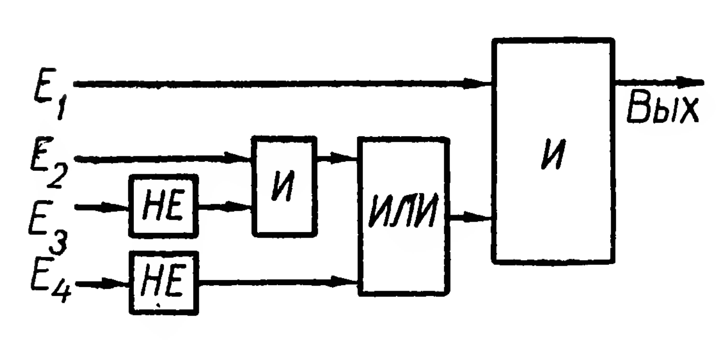


Рис. П11. Схема к примеру 8.

Анализ бесконтактных схем, составленных из логических элементов, выполняется для определения условий, при которых на выходе схемы получается 1 или 0 (высокое или низкое напряжение). Для этого используются релейные функции проводимости.

Пример 8. Определить условия получения 1 и 0 на выходе бесконтактной схемы, приведенной на рис. П11. Релейная функция проводимости для схемы имеет вид

$$T = E_1 (E_2\bar{E}_3 + \bar{E}_4) = E_1E_2\bar{E}_3 + E_1\bar{E}_4.$$

Условия получения на выходе-1

$$E_1E_2\bar{E}_3 = 1 \quad \text{или} \quad E_1\bar{E}_4 = 1.$$

Соответствующая таблица состояний

E_1	E_2	E_3	E_4	T
1	1	0	—	1
1	—	—	0	1.

Условия получения на выходе-0

$$E_1 = 0 \quad \text{или} \quad E_2\bar{E}_3 + \bar{E}_4 = 0.$$

Соответствующая таблица состояний

E_1	E_2	E_3	E_4	T
0	—	—	—	0
—	0	—	1	0
—	—	1	1	0.

11. Синтез релейных схем

Проектирование релейных схем выполняется на основе их синза, при котором по заданным условиям работы составляется руктурная формула схемы.

Пример 9. Необходимо составить схему дешифратора кода на одно сочетание таким образом, чтобы выходное реле $X_1, \ldots, X_n$ срабатывали при срабатывании соответствующих двух приемных реле A, B, C и $Д$ и несрабатывании остальных реле. Последнее условие необходимо для осуществления числовой защиты.

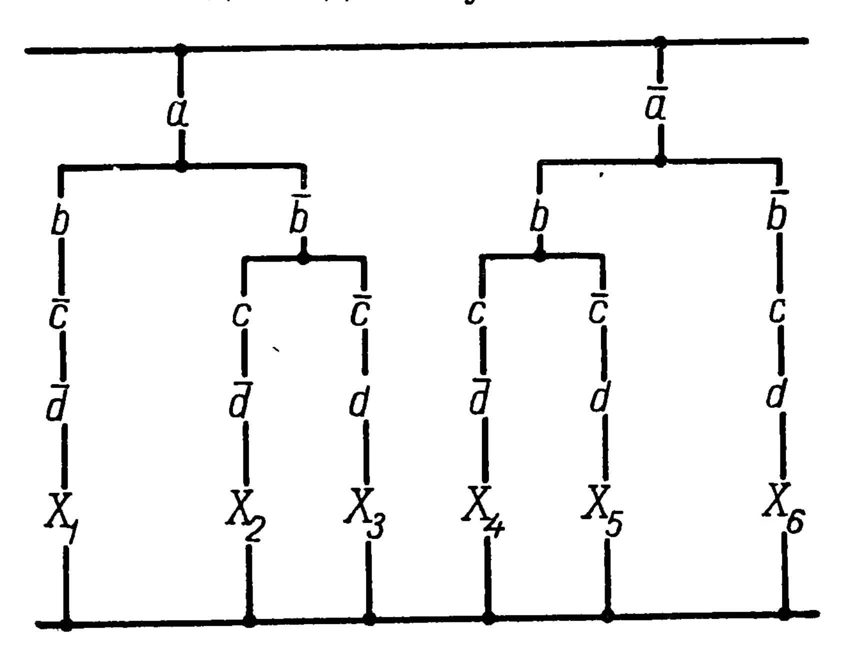


Рис. П12. Схема к примеру 9.

Количество выходных реле равно числу сочетаний из четырех приемных реле по два

$$C_4^2 = \frac{4 \cdot 3}{2} = 6.$$

Условия срабатывания приемных реле

$$f(x_1) = ab\bar{c}\bar{d};$$
$$f(x_2) = a\bar{b}c\bar{d};$$
$$f(x_3) = a\bar{b}\bar{c}d;$$
$$f(x_4) = \bar{a}bc\bar{d};$$
$$f(x_5) = \bar{a}b\bar{c}d;$$
$$f(x_6) = \bar{a}\bar{b}cd.$$

Общая структурная формула дешифратора

$$F = ab\bar{c}\bar{d}X_1 + a\bar{b}c\bar{d}X_2 + a\bar{b}\bar{c}dX_3 + \bar{a}bc\bar{d}X_4 + \bar{a}b\bar{c}dX_5 + \bar{a}\bar{b}cdX_6,$$

а после упрощения

$$F = a\,[b\bar{c}\bar{d}X_1 + \bar{b}\,(\bar{c}dX_2 + c\bar{d}X_3)] + \bar{a}\,[b\,(c\bar{d}X_4 + c\bar{d}X_5) + \bar{b}cdX_6].$$

Соответствующая схема приведена на рис. П12.

Пример 10. Необходимо составить схему бесконтактного дешифратора кода на одно сочетание из четырех входных переменных E_1, E_2, E_3, E_4 по два с числовой защитой.

Следовательно, единица на соответствующем выходе должна появляться только при равенстве единице не более двух входных переменных

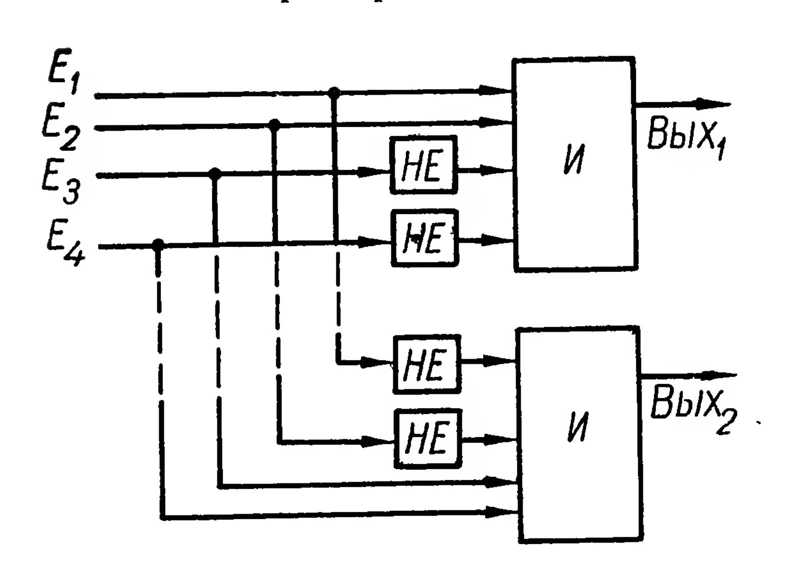


Рис. П13. Схема к примеру 10.

$$E_1E_2\bar{E}_3\bar{E}_4 = 1;$$
$$E_1\bar{E}_2E_3\bar{E}_4 = 1;$$
$$E_1\bar{E}_2\bar{E}_3E_4 = 1;$$
$$\bar{E}_1E_2E_3\bar{E}_4 = 1;$$
$$\bar{E}_1E_2\bar{E}_3E_4 = 1:$$
$$\bar{E}_1\bar{E}_2E_3E_4 = 1.$$

На рис. П13 приведена логическая схема для двух выходов. Практически схемы такого рода в устройствах телеуправления выполняются в виде диодных матриц, представляющих собой сочетание схем совпадения.

ПРИЛОЖЕНИЕ II

НАДЕЖНОСТЬ УСТРОЙСТВ И ВЫБОР АППАРАТУРЫ *ТУ—ТС*

1. Основные понятия и определения

В настоящее время общепризнано, что надежность важнейшая характеристика аппаратуры. Проблема обеспечения надежности охватывает все стадии зарождения, создания и эксплуатации аппаратуры.

На надежность влияет не только качество применяемых элементов и деталей, но и техническая обоснованность их схемно-режимного применения. В связи с этим очень важной является выработка количественного критерия надежности, методики ее инженерного расчета и экспериментальной проверки.

В отечественной литературе [45] принято наиболее широкое определение надежности как свойства системы (устройства или элемента), обусловленное главным образом ее безотказностью, ремонтопригодностью и долговечностью. Важным является также понятие готовности. Следовательно, надежность должна рассматриваться как сочетание свойств безотказности, долговечности, ремонтопригодности (восстанавливаемости) и готовности.

Безотказность характеризуется вероятностью выполнения системой (устройством или элементом) своего назначения в соответствии с предъявляемыми требованиями в течение заданного времени в определенных условиях работы. Следует отметить, что поскольку безотказность является основной характеристикой надежности устройств, то для многих авторов характерно употребление термина «надежность» только в смысле безотказности [2].

Под *долговечностью* понимается общая длительность эксплуатации системы (устройства или элемента) до изнашивания (до наступления технической или экономической нецелесообразности дальнейшего использования) за вычетом времени ремонта.

Ремонтопригодность — это приспособленность системы (устройства или элемента) к предупреждению, обнаружению и устранению отказов. Это свойство имеет практическое значение только для систем многократного действия, которые подлежат ремонту с заменой отказавших элементов или блоков.

Под *готовностью* понимается состояние системы (устройства или элемента), при котором она готова к немедленному использованию по назначению, независимо от того, является она системой многократного

или одноразового действия. Для обеспечения готовности обычно предусматриваются профилактические работы по определенной программе.

Необходимо отличать надежность от понятия исправность, под которой понимается соответствие аппаратуры всем техническим требованиям как основным, так и второстепенным. Неисправная аппаратура не обязательно ненадежна, так как некоторые дефекты (например, внешний вид или удобство эксплуатации), из-за которых аппаратура считается неисправной, не влияют на надежность. Элементы аппаратуры, которые определяют ее исправность, но не влияют на ее надежность, называют несущественными.

Отказ — это основная неисправность, поскольку при этом система (устройство или элемент), теряет полностью (или частично) свое рабочее свойство. Количество отказов за 1 *ч* работы устройства называется интенсивностью отказов (обозначается буквой λ). Под отказами понимают обычно неисправность только существенных элементов. Неисправности несущественных элементов называют дефектами.

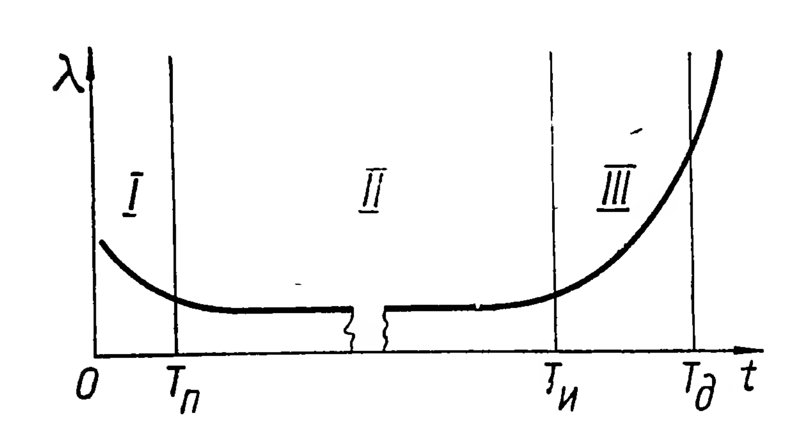


Рис. П14. График интенсивности отказов λ как функция времени эксплуатации.

Работа элементов, систем или устройств после изготовления характеризуется тремя этапами (рис. П14).

Первый этап — начальный (период «детства»). На этом этапе выходит из строя относительно большое количество наименее надежных элементов и соответственно интенсивность отказов высокая («приработочные» отказы). По мере выхода из строя ненадежных элементов и их замены, а при необходимости, также изменения режимов работы, интенсивность отказов уменьшается.

Начальный этап $T_п$ длится относительно недолго: от нескольких дней до нескольких месяцев, в зависимости от сложности устройства. Уменьшение начального этапа достигается предварительной тренировкой элементов перед поступлением на сборку или монтаж.

Необходимо, чтобы начальный этап заканчивался на заводе-изготовителе при заводских испытаниях аппаратуры.

Второй этап — нормальная работа. На этом этапе процесс приработки закончен, а износ и старение еще не наступили, поэтому отказы элементов (внезапные отказы) происходят сравнительно редко. Интенсивность отказов практически остается постоянной ($\lambda \cong \text{const}$).

Основная задача, которая решается при проектировании, изготовлении и эксплуатации аппаратуры, это — продление периода нормальной работы ($T_и - T_п$).

Третий этап — период износа и старения. Этот этап характеризуется постепенным увеличением интенсивности отказов, вследствие процессов износа и старения элементов (внезапные и «износовые» отказы). На этом этапе возникает необходимость в среднем или капитальном ремонте аппаратуры. Время $T_д$ является средним значением долговечности элементов или устройств.

2. Интенсивность внезапных отказов элементов аппаратуры *ТУ—ТС*

Имеющиеся в литературе данные по интенсивности внезапных отказов элементов в период нормальной эксплуатации имеют чрезмерно обобщенный характер и не учитывают специфики устройств *ТУ—ТС*. Кроме того, интенсивность внезапных отказов в сильной степени зависит от коэффициентов загрузки элементов, под которыми понимаются отношения рабочих токов, напряжений или рассеиваемой мощности к соответствующему для элемента данного типа номинальному значению. Например, для транзисторов при уменьшении коэффициента загрузки $k_з$ по мощности с 0,8 до 0,2 λ уменьшается более чем в 5 раз.

Значения λ элементов также зависят от температуры окружающей среды, причем для германиевых диодов и транзисторов λ особенно сильно увеличивается при температурах свыше 50° С. Для сопротивлений типа МЛТ при изменении температуры внешней среды, от 20 до 60° С λ увеличивается сравнительно незначительно (примерно в 1,5 раза при $k_з = 0,4$) [33].

Была проведена статистическая обработка результатов эксплуатации ряда действующих устройств *ТУ—ТС*. В табл. П1 приведены соответствующие данные для устройств *ТУ—ТС*, разработанных ЦНИИ МПС [37, 44]. Меньшие значения для λ получены для элементов аппаратуры диспетчерского пункта, так как коэффициенты загрузки этих элементов в правильно спроектированных устройствах не превышают 0,1—0,3. Кроме того, аппаратура *ДП* находится в лучших условиях эксплуатации, чем аппаратура *ИП*. Транзисторы в исполнительных цепях аппаратуры *ИП* загружены значительно больше, что приводит к соответствующему увеличению λ. Электролитические конденсаторы имеют также значительную величину λ, соизмеримую с λ для транзисторов (для аппаратуры *ИП*), на порядок выше λ для реле, что обусловливает переход к полностью бесконтактной аппаратуре.

Таблица П1

Интенсивность внезапных отказов для элементов аппаратуры *ТУ—ТС*

Элемент	$\lambda \cdot 10^{-6}$ *отказы/ч* для аппаратуры	
	ИП	*ДП*
Транзисторы	—	0,42
Диоды	—	0,06
Транзисторы П13-14 в логической части	2,86	—
Транзисторы П201 в логической части	2,1	—
Транзисторы П201 в исполнительных цепях	6,2	—
Диоды в логической части	0,1	—
Диоды в исполнительных цепях	1,6	—
Сопротивления . . .	0,1	0,06
Электролитические конденсаторы . .	3,2	2,5
Торы и трансформаторы	0,5	0,25
Контакты разъемов .	0,08	0,04
Пайки	0,04	0,02
Реле	—	30
Тиратроны МТХ-90 .	—	1,7

3. Вероятность безотказной работы элементов, блоков и устройств

Для этапа нормальной работы элементов, блоков и устройств (рис. П14), справедлив экспоненциальный закон внезапных отказов

$$R(t) = e^{-\lambda t}, \qquad \text{(П-25)}$$

где $R(t)$ — вероятность безотказной работы в течение времени t, *ч*;
e — основание натуральных логарифмов ($e \cong 2{,}7$);
λ — интенсивность внезапных отказов $\left(\frac{1}{ч}\right)$.

Выражение П-25 можно представить также в виде

$$R(t) = e^{-\frac{t}{T_{ср}}}, \qquad \text{(П-26)}$$

где $T_{ср}$ — средняя длительность работы между повреждениями или средняя наработка на отказ

$$T_{ср} = \frac{1}{\lambda}. \qquad \text{(П-27)}$$

Средняя наработка на отказ $T_{ср}$ обычно значительно больше, чем средняя долговечность $T_д$ (рис. П14). Например, при $T_д = 10^5$ *ч* средняя наработка на отказ может быть $T_{ср} = 10^6$ *ч*, а суммарное время приработки и нормальной работы $T_и = 6 \cdot 10^4$ *ч*. Следовательно, низкая интенсивность внезапных отказов $\lambda = 10^{-6}\ \frac{1}{ч}$ существует только для первых $6 \cdot 10^4$ *ч* (за вычетом времени приработки) эксплуатации элемента. Если элемент не откажет за $6 \cdot 10^4$ *ч*, то необходимо заменить его новым и равноценным элементом, если желательно продолжать работу с высоким уровнем безотказности, соответствующим прежнему значению λ.

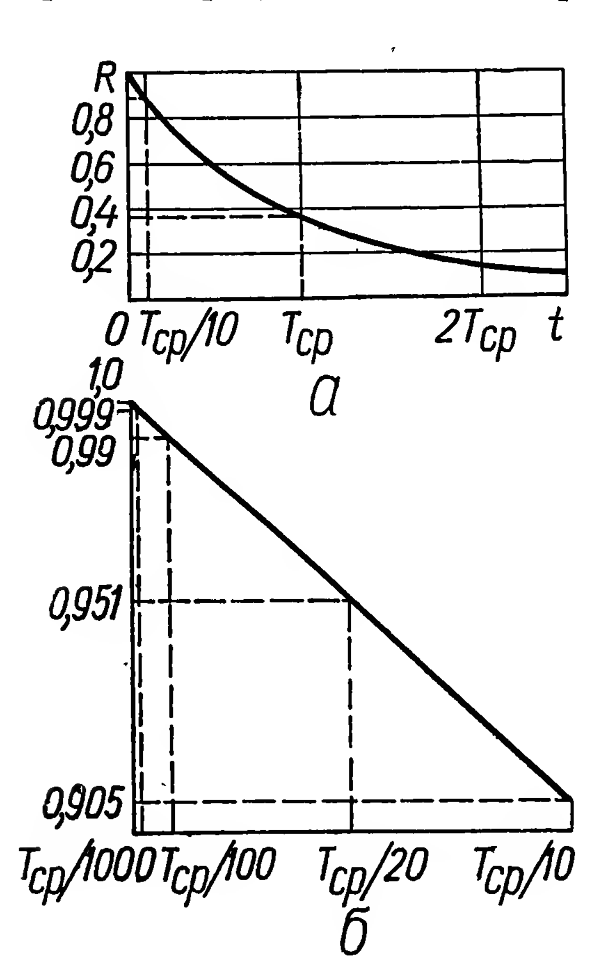


Рис. П15. Графики вероятности безотказной работы как функция времени t:

а — полная кривая; *б* — крайняя левая часть кривой.

В выражениях (П-25) и (П-26) время испытания t всегда меньше периода нормальной работы $T_и - T_п$ (рис. П14), в течение которого вероятность безотказной работы одинакова для равных по длительности времен испытания. Например, если $\lambda = 0{,}0001$ в час, а период нормальной работы равен 1000 *ч*, то вероятность безотказной работы для любых 10 *ч* в пределах 1000 *ч*

$$R = e^{-0{,}0001 \cdot 10} = e^{-0{,}001} = 0{,}999.$$

Вероятность безотказной работы для всего периода 1000 *ч* значительно меньше

$$R = e^{-0{,}0001 \cdot 1000} = e^{-0{,}1} = 0{,}9048.$$

На рис. П15 представлен график вероятности безотказной работы R как функции времени t. Из кривой (рис. П15, *а*) видно, что при $t = T_{ср}$ $R = 0,37$. Это означает, что если включено и работает N однотипных элементов, то спустя $t = T_{ср}$ *ч* приблизительно всего $0,37N$ из них останутся работоспособными, тогда как приблизительно $0,63N$ элемента откажут.

Обычно при расчетах $t \ll T_{ср}$, что соответствует крайней левой части кривой. Эта часть кривой приведена отдельно на рис. П15, *б*. Для этого участка кривой

$$R(t) = 1 - \frac{t}{T_{ср}}. \qquad \text{(П-28)}$$

Это выражение получается из (П-26) путем разложения в ряд и пренебрежения членами во второй степени и выше.

Следовательно, при $\frac{t}{T_{ср}} = 0,1$ $R = 0,9$; при $\frac{t}{T_{ср}} = 0,01$ $R = 0,99$, а при $\frac{t}{T_{ср}} = 0,001$ $R = 0,999$.

Таким образом, если требуется, чтобы $R = 0,999$ для 1 *ч* работы элемента или блока, то $T_{ср}$ должно быть 1000. Если та же надежность требуется для 10 *ч* работы, то $T_{ср}$ должно быть соответственно увеличено до 10 000 *ч*.

Отметим, что величина $T_{ср}$ численно равна площади под кривой (рис. П15, *а*) в пределах от $t = 0$ до $t = \infty$. Следовательно,

$$T_{ср} = \int_0^\infty R(t)\,dt = \int_0^\infty e^{-\lambda t}\,dt = -\left[\frac{1}{\lambda} e^{-\lambda t}\right]_0^\infty = \frac{1}{\lambda}.$$

Если устройство состоит из нескольких элементов, включенных последовательно, то при отсутствии резервирования повреждение любого из элементов нарушает исправную работу устройства. Следовательно, для исправной работы такого устройства необходимо, чтобы были исправны все его элементы. Если внезапные отказы элементов являются независимыми событиями, то вероятность безотказной работы устройства (узла или блока) определяется, на основании теоремы о совмещении независимых событий, как произведение вероятностей безотказной работы всех его элементов

$$R(t) = R_1(t)\,R_2(t) \cdots R_n(t) \qquad \text{(П-29)}$$

или учитывая выражение (П-25)

$$R(t) = e^{-(N_1\lambda_1 + N_2\lambda_2 + \cdots + N_n\lambda_n)\,t} = e^{-t\sum\limits_1^n N_i\lambda_i}, \qquad \text{(П-30)}$$

где $N_1, \cdots, N_n$ — количество каждого из однотипных элементов;
$\lambda_1, \cdots, \lambda_n$ — интенсивность внезапных отказов для каждой группы однотипных элементов.

Выражение (П-30) можно также представить в виде

$$R(t) = e^{-\lambda_y t}, \qquad (П\text{-}31)$$

где λ_y — интенсивность внезапных отказов устройства.

$$\lambda_y = \sum_1^n N_i \lambda_i, \qquad (П\text{-}32)$$

если $\lambda_1 = \lambda_2 = \cdots = \lambda_i$, то

$$\lambda_y = N\lambda, \qquad (П\text{-}33)$$

где N — общее количество однотипных элементов.

Зная λ_y, из выражения П-27 можно определить среднюю длительность работы между повреждениями устройства $T_{ср}$. Однако нельзя считать, что если средняя длительность работы между повреждениями устройства равна $T_{ср}$, то аппаратура будет безотказно работать все эти $T_{ср}$ час. Как известно, при экспоненциальном распределении около 63% отказов возникнет раньше момента времени, соответствующего $T_{ср}$ час, и только примерно 37% отказов возникает позже. Поэтому надежную работу можно получить для интервала времени, значительно меньшего $T_{ср}$ час.

Пример 11. Определить вероятность безотказной работы одного блока устройства *ТУ—ТС* в течение $t = 1000$ *ч* и среднее время между повреждениями, состоящего из 10 транзисторов типа П-14, 50 сопротивлений, 5 электролитических конденсаторов, 2 трансформаторов, 2 разъемов и 100 паек.

Считая, что аппаратура находится на *ДП*, из табл. П1 находим интенсивности внезапных отказов элементов и определяем λ_y из выражения (П-32)

$$\lambda_y = (10 \cdot 0{,}42 + 50 \cdot 0{,}06 + 5 \cdot 2{,}5 + 2 \cdot 0{,}25 + 2 \cdot 0{,}04 + 100 \cdot 0{,}02)\, 10^{-6} = (4{,}2 + 3 + 12{,}5 + 0{,}5 + 0{,}08 + 2)\, 10^{-6} = 22{,}3 \cdot 10^{-6} \frac{1}{ч}.$$

Из расчета λ_y видно, что для рассматриваемого блока наиболее слабым местом являются конденсаторы.

Далее определяем вероятность безотказной работы блока в течение 1000 *ч* из выражения (П-31)

$$R(1000) = e^{-22{,}3 \cdot 10^{-6} \cdot 1000} = e^{-0{,}0223} \approx 0{,}978.$$

Среднее время работы между повреждениями из выражения (П-27) определяем

$$T_{ср} = \frac{1}{\lambda_y} = \frac{1}{22{,}3 \cdot 10^{-6}} = 44\,800 \text{ ч}.$$

Так как $T_{ср} \gg t$, то работа блока в течение 1000 *ч* будет достаточно надежной.

4. Методы повышения надежности аппаратуры

Повышение надежности аппаратуры достигается не только выбором надежных основных элементов, но и выбором структуры и обоснованным применением резервирования. Структурная надежность аппаратуры зависит от относительного количества элементов, включаемых последовательно, поэтому их количество следует уменьшать.

В некоторых случаях для повышения надежности системы применяется резервирование наиболее слабых элементов или блоков. При этом отказ в работе системы может произойти лишь при выходе из строя всех параллельно включенных элементов или блоков. Для определения вероятности безотказной работы при постоянном резервировании удобно оперировать вероятностями отказов элементов или блоков $Q(t)$, включенных параллельно. Так как

$$R(t) + Q(t) = 1, \qquad \text{(П-34)}$$

то вначале можно вычислить $Q(t)$, а затем вычитая ее из единицы, получить $R(t)$.

Вероятность отказа N параллельно работающих элементов

$$Q(t) = \prod_{i=1}^{N} Q_i(t), \qquad \text{(П-35)}$$

а вероятность их безотказной работы

$$R(t) = 1 - \prod_{i=1}^{N} Q_i(t). \qquad \text{(П-36)}$$

Если все элементы одинаковы, то

$$R(t) = 1 - [Q(t)]^N.$$

Вероятность отказов элементов определяется из выражения

$$Q(t) = 1 - e^{-\lambda t}. \qquad \text{(П-37)}$$

Пример 12. Определить вероятность безотказной работы трех однотипных элементов, включенных параллельно, в течение $t = 100$ *ч*, если интенсивность внезапных отказов для каждого из элементов

$$\lambda = 0{,}001 \frac{1}{ч}.$$

Вероятность отказов для одного элемента в течение 100 *ч* из выражения (П-37)

$$Q = 1 - e^{-0{,}1} = 0{,}095,$$

а для трех элементов, включенных параллельно,

$$Q^3 = (0{,}095)^3 = 0{,}0008.$$

Вероятность безотказной работы трех параллельно работающих элементов из выражения (П-36) при $t = 100$ *ч*

$$R = 1 - Q^3 = 1 - 0{,}0008 = 0{,}9992,$$

в то время как вероятность безотказной работы для одного элемента равна всего 0,905. Следовательно, получаем значительное повышение надежности. Однако следует отметить, что для получения столь же высокой надежности и на последующие 100 *ч* работы элементов, необходимо предварительно проверить их и заменить вышедшие из строя. Эта операция должна повторяться через каждые последующие 100 *ч* работы.

Если исключить обслуживание с заменой вышедших из строя элементов, то повышение надежности будет незначительным. Для этого определим среднюю наработку на отказ группы из трех элементов. Так как

$$R(t) = 1 - Q(t)^3 = 1 - (1 - e^{-\lambda t})^3 = 3e^{-\lambda t} - 3e^{-2\lambda t} + e^{-3\lambda t},$$

$$T_{\text{ср}} = \int_0^\infty R(t)\,dt = \frac{3}{\lambda} - \frac{3}{2\lambda} + \frac{1}{3\lambda} = \frac{3}{2\lambda} + \frac{1}{3\lambda} = \frac{1}{\lambda} + \frac{1}{2\lambda} + \frac{1}{3\lambda}.$$

При $\lambda = 0{,}001$

$$T_{\text{ср}} = \frac{1}{0{,}001} + \frac{1}{0{,}002} + \frac{1}{0{,}003} = 1000 + 500 + 333 = 1833 \text{ ч},$$

а вероятность безотказной работы в течение 100 *ч*

$$R = e^{-100/1833} = e^{-0{,}054} = 0{,}946.$$

Эта величина значительно меньше, чем при обслуживании.

Для упрощения проектирования и обслуживания устройств рекомендуется делить аппаратуру на отдельные блоки, что дает следующие преимущества:

1. Применение ранее разработанных и проверенных узлов упрощает проектирование системы.
2. Существующая аппаратура может быть модернизирована путем замены отдельных блоков более совершенными.
3. Стандартные блоки более технологичны в изготовлении.
4. Уменьшается количество обслуживающего персонала вследствие централизации обслуживания.
5. Обнаружение и ликвидация дефектов упрощается (повышается ремонтопригодность).
6. В блоках можно обеспечить более надежный режим работы деталей.

Аппаратура делится на блоки по выполняемой функции (например, передающий блок, приемный блок, блоки усилителей, блок питания и т. п.), причем необходимо стремиться, чтобы количество связей между блоками было минимально.

Повышение надежности устройства *ТУ—ТС*, помимо применения надежных бесконтактных элементов и упрощения структур, достигается также введением непрерывного контроля исправности канала связи и аппаратуры *ТУ—ТС*, как это принято в устройствах непрерывного (циклического) действия. При *ТУ* в некоторых случаях

применяется разделение команды на предварительную и исполнительную, которая посылается после подтверждения по каналу обратной связи правильности выбора.

В особо ответственных устройствах телеуправления в целях повышения надежности можно применить передачу дублирующих приказов по различным цепям схемы. При отказе элементов одной из цепей, приказ передается по второй цепи. Такая возможность возникает при использовании, например, многоступенчатых частотно-временных кодов.

5. Сравнительная оценка надежности устройств *ТУ — ТС*

По надежности работы устройства телемеханики в соответствии с ГОСТ 11323—65 относят к одной из групп указанных в табл. П2.

Вопросы сравнительной оценки надежности устройств *ТУ—ТС* еще недостаточно изучены и находятся в стадии разработки. Надежность устройств *ТУ—ТС* в широком смысле включает также и помехоустойчивость. Например, надежность устройств *ТУ—ТС* часто оценивается отношением количества невыполненных приказов или потерянных сигналов к общему количеству выполненных приказов или переданных сигналов за определенный промежуток времени в лабораторных или эксплуатационных условиях. При этом отдельно учитывается количество ложных сигналов или неправильно выполненных приказов с указанием причин неправильной работы (вследствие неисправности канала связи или возрастания уровня помех, либо отказов аппаратуры). На основании этих данных можно отдельно оценивать помехоустойчивость устройства и его аппаратурную надежность.

Таблица П2

Разделение устройств телемеханики на группы по надежности в соответствии с ГОСТ 11323—65

Группы	Эксплуатационные условия	Среднее время между повреждениями, *ч* не менее
1	Постоянное наблюдение специализированным персоналом; по технологии контролируемого производства допускаются кратковременные перерывы в работе . .	1500—2500
2	То же, но при отсутствии постоянного наблюдения	3000—5000
3	Перерывы в работе системы телемеханики недопустимы. Аппаратура устанавливается в труднодоступных местах	Свыше 5000

Показателем надежности телемеханической аппаратуры также как и каналов связи, является отношение числа часов нерабочего состояния, вследствие ее неисправности, к числу часов нормальной работы. Ясно, что этот показатель зависит также от ремонтопригодности аппаратуры и качества обслуживания.

При сравнительной оценке аппаратурной надежности устройств *ТУ—ТС* имеются основания утверждать, что при одинаковой надежности основных элементов устройство *ТУ—ТС* будет тем более надежно, чем меньше оно содержит общих узлов, выход из строя которых приводит к отказу в работе всей системы. С этой точки зрения наиболее высокую аппаратурную надежность работы могут обеспечить частотные и частотно-временные (при малом $n_в$) устройства *ТУ—ТС*, у которых количество общих узлов минимально. Кроме того, в этих системах имеется возможность повысить надежность работы путем создания независимых многократных цепей управления, под которыми понимается передача одному объекту дублирующих приказов при помощи различных элементов схемы. Такое резервирование может дать значительный эффект вследствие высокой живучести частотных устройств *ТУ—ТС*, под которой понимается способность аппаратуры в большей или меньшей степени сохранять свою работоспособность при появлении одиночной неисправности.

Исследования показывают [31], что частотные устройства *ТУ—ТС* обладают наибольшей живучестью, а распределительные устройства — минимальной. Действительно, при неисправности одного частотного элемента частотная система только частично теряет свою работоспособность, в то время как выход из строя, например, одной ступени распределителя полностью нарушает работу временной системы. Этот же вывод получается при определении критерия средних по времени потерь, возникающих в устройстве *ТУ—ТС* вследствие ненадежности аппаратуры [51].

При сравнительной оценке надежности новой аппаратуры *ТУ—ТС* следует также учитывать количество принятых основных элементов и качество изготовления опытных образцов, так как принципиальные преимущества могут быть значительно снижены вследствие плохого выполнения.

6. Критерии сравнительной оценки устройств *ТУ — ТС* и выбор аппаратуры

При выборе аппаратуры *ТУ—ТС* и проектировании новых устройств необходимо учитывать определенные критерии сравнительной оценки, которые являются количественной характеристикой качества аппаратуры и ее экономических показателей. К таким критериям можно отнести:

1. Помехоустойчивость устройств *ТУ—ТС*, которая оценивается относительным средним уровнем помех в канале связи, при которых устройство еще работает нормально.

2. Быстродействие устройств *ТУ—ТС*, которое определяется временем передачи команды или сигнала при данной общей емкости системы.

3. Аппаратурная надежность устройств *ТУ—ТС*, определяемая аналитически, в соответствии с правилами теории надежности, и на основании опыта эксплуатации подобных устройств.

4. Удельный расход элементов (на один объект управления). Для контактных устройств *ТУ—ТС* учитывается удельный расход реле и контактов, а для бесконтактных — удельный расход диодов, транзисторов, конденсаторов, сопротивлений, торов и трансформаторов.

5. Структурная сложность устройств *ТУ—ТС*, которая оценивается отношением количества элементов в общих узлах схемы к полному их количеству. С увеличением этого коэффициента, как правило, сложность схемы возрастает, а аппаратурная надежность понижается.

6. Стоимость аппаратуры, которую можно также рассчитать на один объект управления (стоимость аппаратуры должна определяться при одинаковых условиях изготовления).

7. Стоимость обслуживания при равных условиях эксплуатации.

Выбор аппаратуры прежде всего необходимо производить по необходимому быстродействию, помехоустойчивости и аппаратурной надежности, а при оценке вариантов принимать во внимание все остальные критерии.

При расчете экономических показателей очень важен учет стоимости не только аппаратуры, но и ее эксплуатации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бабаев Н. Т., Куликов В. В., Применение радиорелейных линий и УКВ радиосвязи в энергосистемах, Госэнергоиздат, 1963.

2. Базовский И., Надежность, теория и практика, «Мир», 1965.

3. Билик Р. В., Жожикашвилли В. А., Митюшкин К. Г., Прангишвилли И. В., Бесконтактные элементы и системы телемеханики с временным разделением сигналов, «Наука», 1964.

4. Босый Н. Д., Каналы связи, Гостехиздат УССР, 1963.

5. Бриллюэн Л., Наука и теория информации, Физматгиз, 1960.

6. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А., Справочник по математике, Изд-во технико-теоретической литературы, 1955.

7. Васильев Р. Р. и Шастова Г. А., Передача телемеханической информации, Госэнергоиздат, 1960.

8. Вентцель Е. С., Теория вероятностей, Изд-во физико-математической литературы, 1958.

9. Вопросы надежности радиоэлектронной аппаратуры, Сб. под ред. Морозова И. И., Изд-во «Советское радио», 1959.

10. Гаврилов М. А., Теория релейных схем, Изд-во АН СССР, 1950.

11. Горяинов О. А. и Райнес Р. Л., Телеуправление, Госэнергоиздат, 1954.

12. Гуткин Л. С., Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах, Госэнергоиздат, 1961.

13. Долуханов М. П., Введение в теорию передачи информации по электрическим каналам связи, Связьиздат, 1955.

14. Жуховицкий Б. Я., Сигналы телемеханики и их преобразования, Госэнергоиздат, 1963.

15. Заренін Ю. Г., Іносов В. Л., Коди в техніці, «Техніка», 1964.

16. Звенигородский И. С., Каналы связи для телемеханики, Госэнергоиздат, 1960.

17. Кабельные и воздушные линии связи, Инженерно-технический сборник по электросвязи, Связьиздат, 1961.

18. Ильин А. А., Разветвленные силовые сети как каналы связи для телемеханики, Госэнергоиздат, 1961.

19. Ильин В. А., Системы телемеханики для рассредоточенных объектов, Госэнергоиздат, 1960.
20. Ильин В. А., Телеконтроль и телеуправление рассредоточенными объектами, Госэнергоиздат, 1963.
21. Ильин В. А., Левин А. А., Системы промышленной телемеханики (справочник т. 1), ГОСИНТИ, 1964.
22. Каминский Е. А., Комиссаров В. К., Телеуправление и телесигнализация в энергосистемах, Госэнергоиздат, 1955.
23. Каневский З. М., Финкельштейн М. И., Флуктуационная помеха и обнаружение импульсных радиосигналов, Госэнергоиздат, 1963.
24. Катков Ф. А., Многочастотные узкополосные системы управления, Гостехиздат УССР, 1960.
25. Катков Ф. А., Телеуправление (основы теории), Гостехиздат УССР, 1963.
26. Катков Ф. А., Попов А. Б., Частотные системы телеуправления по занятым каналам связи, Гостехиздат УССР, 1963.
27. Катков Ф. А., Попов А. Б., Частотно-временные системы телеуправления, «Техніка», 1967.
28. Коды с обнаружением и исправлением ошибок, Сб. статей под ред. А. М. Петровского, Изд-во иностр. лит., 1956.
29. Колдуэлл С., Логический синтез релейных устройств, Изд-во иностр. лит., 1962.
30. Котельников В. А., Теория потенциальной помехоустойчивости, Госэнергоиздат, 1956.
31. Луцкий В. А., Расчет надежности и эффективности радиоэлектронной аппаратуры, Изд-во АН СССР, 1963.
32. Лучук А. М., Генерирование и разделение частотных сигналов в телемеханике, «Техніка», 1966.
33. Маликов И. М. и др. Основы теории расчета надежности, Судпромгиз, 1960.
34. Малов В. С., Телемеханика в энергосистемах, Госэнергоиздат, 1955.
35. Мановцев А. П. и Раввин Г. И., Основы телеуправления и телеконтроля, Госэнергоиздат, 1959.
36. Мартынов Е. М., Бесконтактные переключающиеся устройства, Госэнергоиздат, 1958.
37. Овласюк В. Я., Сухопрудский Н. Д., Вопросы надежности работы современных электронных систем автоматического управления, Сб. «Труды Всесоюзного научно-исследовательского института железнодорожного транспорта», Вып. 261, 1963.
38. Островский А. С., Техника связи, диспетчеризации и оперативного управления в промышленности, «Энергия», 1964.
39. Райнес Р. Л., Циркулярное телеуправление на тональных частотах в распределительных сетях, БТИ, ОРГРЭС, 1961.
40. Райнес Р. Л., Горяинов О. А., Телеуправление, «Энергия» 1965.
41. Ричардс Р. К., Элементы и схемы цифровых вычислительных машин, Изд-во иностр, лит., 1961.
42. Рогинский В. Н., Построение релейных схем управления, «Энергия», 1964.
43. Сапожников Р. А., Бессонов А. А., Шоломицкий А. Г., Надежность автоматических управляющих систем, «Высшая школа», 1964.

44. Сухопрудский Н. Д., Вопросы надежности, работы системы телеуправления БСТ-59, Сб. «Труды Всесоюзного научно-исследовательского института железнодорожного транспорта, Вып. 232, 1962.
45. Теория надежности в области радиоэлектроники. Терминология, Изд-во АН СССР, 1962.
46. Фельдбаум А. А., Дудыкин А. Д., Мановцев А. П., Миролюбов Н. Н., Теоретические основы связи и управления, Изд-во физико-математической литературы, 1963.
47. Финк Л. М., Теория передачи дискретных сообщений, Изд-во «Советское радио», 1963.
48. Фремке А. В., Телеизмерения, Госэнергоиздат, 1958.
49. Харкевич А. А., Очерки общей теории связи, Гостехиздат, 1955.
50. Харкевич А. А., Борьба с помехами, Изд-во физико-математической литературы, 1963.
51. Шастова Г. А., Критерий средних потерь для оценки надежности систем управления, «Автоматика и телемеханика», т. XXIII, № 6, 1962.
52. Шеннон К., Работы по теории информации и кибернетике, Изд-во иностр. лит., 1963.
53. Шестопалов В. Н., Цыганкова Л. Г., Система циркулярного телеуправления, ЦИТЭИН, Вып, 7, 1960.
54. Юрасов А. Н., Теория построения релейных схем, Госэнергоиздат, 1962.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Федор Александрович Катков, докт. техн. наук

ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЕ

Редактор инж. *М. Г. Писаренко*
Художественный редактор *И. Т. Лагутин*
Переплет художника *Б. В. Валуенко*
Технический редактор *Ю. А. Влизько*
Корректор *С. П. Кувардина*

Сдано в набор 1. IX. 1966 г. Подписано к печати 15. II. 1967 г. Формат бумаги $84 \times 108^1/_{32}$. Объем: 11,75 физ. л., 19,74 усл. л., 19,55 уч.-изд. л. Тираж 12000 БФ 02027. Цена 86 коп.

Издательство «Техніка», Киев, 4, Пушкинская, 28

Отпечатано с матриц Книжной ф-ки им. Фрунзе Комитета по печати при Совете Министров УССР, Харьков, Донец-Захаржевская, 6/8, в Книжной типографии «Коммунист» Комитета по печати при Совете Министров УССР, Харьков, Пушкинская, 29. Зак. 036.